

VYSOKÁ ŠKOLA BÁŇSKÁ – TECHNICKÁ UNIVERZITA OSTRAVA

UNIVERZITNÍ STUDIJNÍ PROGRAM – MECHATRONIKA

KATEDRA AUTOMATIZAČNÍ TECHNIKY A ŘÍZENÍ

**SROVNÁNÍ METOD SYNTÉZY PRO ŘÍZENÍ SOUSTAV
S DOPRAVNÍM ZPOŽDĚNÍM**

COMPARISON OF SYNTHESIS METHODS FOR PLANTS WITH TIME
DELAY

Autor bakalářské práce:

Martin Suchánek

Vedoucí bakalářské práce:

prof. Ing. Miluše Vítěčková, CSc.

OSTRAVA 2015

Zadání bakalářské práce

Student: **Martin Suchánek**
Studijní program: **B3943 Mechatronika**
Studijní obor: **3906R006 Mechatronické systémy**
Téma: **Srovnání metod syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním**
Comparison of Synthesis Methods for Plants with Time Delay

Zásady pro vypracování:

1. Pro proporcionální a integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním vyberte vhodné metody seřízení PI regulátoru a popište je.
2. Správnost vámi navržených regulátorů ověřte pomocí číslicové simulace.
3. Porovnejte je s metodou SIMC a „univerzální experimentální metodou“ z hlediska kvality regulačního pochodu a jednoduchosti seřízení regulátorů.
4. Zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené odborné literatury:

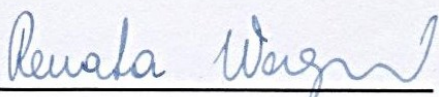
NAVRÁTIL, P. Automatizace. Vybrané statě. Skripta UTB ve Zlíně, 2011, 289 str., ISBN 978-80-7318-935-8
O'DWYER, A. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules. Third Edition. Imperial College Press, London, 2009, 608 p., ISBN 978-1-84816-242-6
ŠULC, B., VÍTEČKOVÁ, M. Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů. Vydavatelství ČVUT, Praha, 2004, 333 str., ISBN 80-01-03007-5
ŠVARC, I., MATOUŠEK, R., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. Automatické řízení. Akademické nakladatelství CERM, Brno, 2011, 348 str., ISBN 978-80-214-4398-3
VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. Vybrané metody seřizování regulátorů. VŠB-TU Ostrava, Fakulta strojní, Ostrava 2011, 230 str., ISBN 978-80-248-2503-8
VÍTEČKOVÁ, M., VÍTEČEK, A. Základy automatické regulace, 2. přepracované vydání – dotisk, VŠB-TU Ostrava, 2014, 244 str., ISBN 978-80-248-1924-2

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **prof. Ing. Miluše Vítečková, CSc.**

Datum zadání: 20.10.2014

Datum odevzdání: 15.05.2015



doc. Ing. Renata Wagnerová, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. Ing. Petr Noskievič, CSc.
prorektor pro studium

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem celou bakalářskou práci včetně příloh vypracoval samostatně, pod vedením vedoucího bakalářské práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě

.....

Martin Suchánek

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že:

- byl jsem seznámen s tím, že na moji bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- beru na vědomí, že Vysoká škola Báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě bakalářskou práci užít (§35 odst. 3)
- souhlasím s tím, že jeden výtisk bakalářské práce bude uložen v Úřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a jeden výtisk bude uložen u vedoucího bakalářské práce. Souhlasím s tím, že údaje o bakalářské práci, obsažené v Záznamu o závěrečné práci, umístěném v příloze mé bakalářské práce, budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- bylo sjednáno, že užit své dílo – bakalářskou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití mohou jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše).
- beru na vědomí, že odevzdáním své práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě, dne

.....
Martin Suchánek

Zakladatelů 1/31, Přerov VIII. – Henčlov, 750 02

ANOTACE BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

SUCHÁNEK, M. *Srovnání metod syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním*. Ostrava: katedra ATR-352 VŠB – TU, 2015. 52s. Bakalářská práce, vedoucí prof. Ing. Miluše Vítečková, CSc.

Tato práce se zabývá srovnáním metod syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním. Pro proporcionální a integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním jsou vybrány metody, které jsou vhodné pro seřízení PI regulátoru. Zvolené metody jsou v práci ověřeny pomocí číslicové simulace v programu MATLAB/Simulink a porovnány s metodami SIMC a „univerzální experimentální“. Vybrané metody pro proporcionální regulovanou soustavu jsou rozděleny na kompenzační a nekompenzační metody. Pro integrační regulovanou soustavu byl použit vedle standardního regulátoru i regulátor se dvěma stupni volnosti. V závěru jsou jednotlivé metody porovnány z hlediska dosažené kvality regulace.

Klíčová slova: Proporcionální regulovaná soustava, Integrační regulovaná soustava, PI regulátor, MATLAB/Simulink, metoda Liptákova, Chenova a Yangova metoda, Huangova a Jengova metoda, metoda požadovaného modelu, metoda násobného dominantního pólu, Hubova a Žákové metoda, Chidambaranova a Sreeova metoda, Chidambaranova Srividya a Chidambaranova metoda.

ANNOTATION THE BACHELOR THESIS.

SUCHÁNEK, M. *Comparison of synthesis methods for plants with time delay*. Ostrava: Department ATR-352 VSB - TU, 2015. 52s. Bachelor thesis, head prof. Ing. Miluše Vítečková, CSc.

This thesis deals with the comparison of synthesis methods for control systems with traffic delay. Methods that are suitable for setting the PI regulator are chosen for proportional and integral controlled systems with traffic delay. Chosen methods are verified thesis by numerical simulation in the MATLAB/Simulink program and are compared with the SIMC method and „universal and experimental“ method. Chosen methods for proportional control system are divided into compensatory and uncompensatory methods. A regulator with two degrees of latitude was used for integral control system in addition to the standard regulator. In conclusion, there are various methods compared in terms of quality control achievements.

Key words: Proportional control system, Integral control system, PI regulator, MATLAB/Simulink, Lipták's method, Chen and Yang's method, Huang and Jeng's method, the method of desired model, the method of multiple dominant pole, Hub and Žák's method, Chidambaran and Sree's method, Chidambaran Srividya and Chidambaran's method.

OBSAH

SEZNAM POUŽITÝCH ZNAČEK A ZKRATEK	7
1 ÚVOD	8
2 REGULAČNÍ OBVOD	9
3 POUŽITÉ METODY SYNTÉZY	14
3.1 Popis univerzální experimentální metody	14
3.2 Popis metody SIMC	15
3.3 Vybrané metody pro Proporcionální regulovanou soustavu	17
3.4 Vybrané metody pro Integrační regulovanou soustavu	19
4 OVĚŘENÍ A POROVNÁNÍ S VYBRANÝMI METODAMI	20
4.1 Proporcionální regulovaná soustava	20
4.2 Integrační regulovaná soustava	35
5 ZHODNOCENÍ A ZÁVĚR	50

SEZNAM POUŽITÝCH ZNAČEK A ZKRATEK

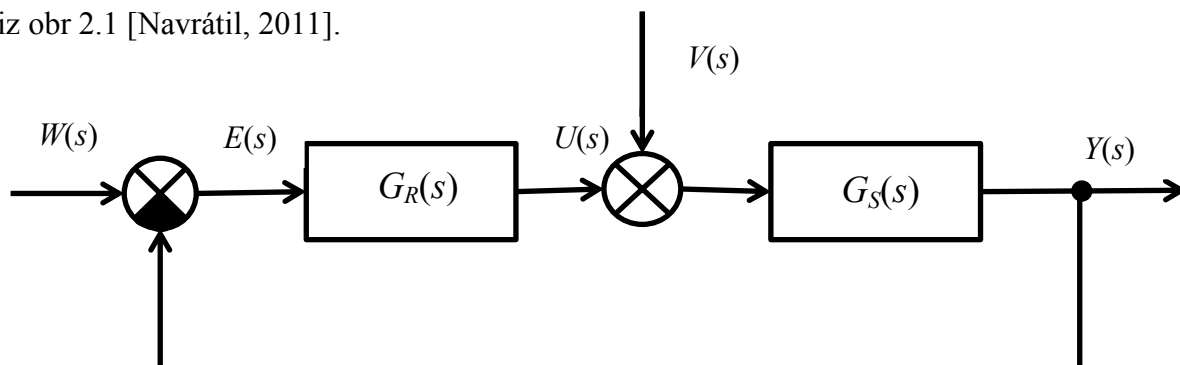
b	- konstanta pro přenos filtru
e	- regulační odchylka
$G(s)$	- (obrazový) L-přenos
G_F	- přenos filtru
G_R	- přenos regulátoru
G_S	- přenos regulované soustavy
k_P	- zesílení analogového regulátoru
k_1	- koeficient přenosu soustavy
$s=\alpha+j\omega$	- komplexní proměnná, nezávisle proměnná u obrazu v L-transformaci [s^{-1}]
t	- (spojitý) čas [s]
T_d	- dopravní zpoždění u spojitých systémů
T_I	- integrační časová konstanta
t_r	- doba regulace [s]
T_1	- setrvačná časová konstanta soustavy
u	- akční veličina
v	- poruchová veličina
w	- žádaná veličina
y	- regulovaná, skutečná, výstupní veličina
κ	- relativní překmit [%]
2DOF	- regulátor se dvěma stupni volnosti
Ch. a S.	- Chidambaranova a Sreeova metoda
Ch. S. a Ch.	- Chidambaranova Srividya a Chidambaranova metoda
MNDP	- metoda násobného dominantního pólu
MPM	- metoda požadovaného modelu
PI	- proporcionálně integrační analogový regulátor
RO	- regulační obvod
SIMC	- metoda Skogestad s interním (vnitřním) modelem (internal model control)
UEM	- univerzální experimentální metoda

1 ÚVOD

Při srovnání metod syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním se snažíme o určení nejvhodnější metody a to jak pro proporcionální regulovanou soustavu, tak i pro integrační regulovanou soustavu. V bakalářské práci bude využit jednoduchý standardní regulátor PI a regulátor se dvěma stupni volnosti pro typ regulátoru PI pro řízení integrační regulované soustavy s dopravním zpožděním. Dále jsou z knihy O'Dwyer voleny metody syntézy, které jsou vybírány pro regulátor typu PI a podle jednoduchosti vztahů pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru. V práci jsou pak vztahy uvedeny v tabulkách pro proporcionální i integrační regulovanou soustavu. Vybrané metody pro proporcionální regulovanou soustavu jsou pak rozděleny na metody kompenzační a nekompenzační. Při ověřování metod syntézy je použit počítačový program MATLAB/Simulink, ve kterém se vytváří průběhy regulovaných a akčních veličin. Přes program MATLAB/Simulink jsou dopočítány hodnoty relativního překmitu, doby regulace a integrálního kritéria ITAE, které jsou následně uvedeny v práci v tabulkách. Pomocí tabulek a průběhů veličin je prováděno srovnání metod syntézy a vyhodnocení nejvhodnější metody pro zadané parametry regulované soustavy.

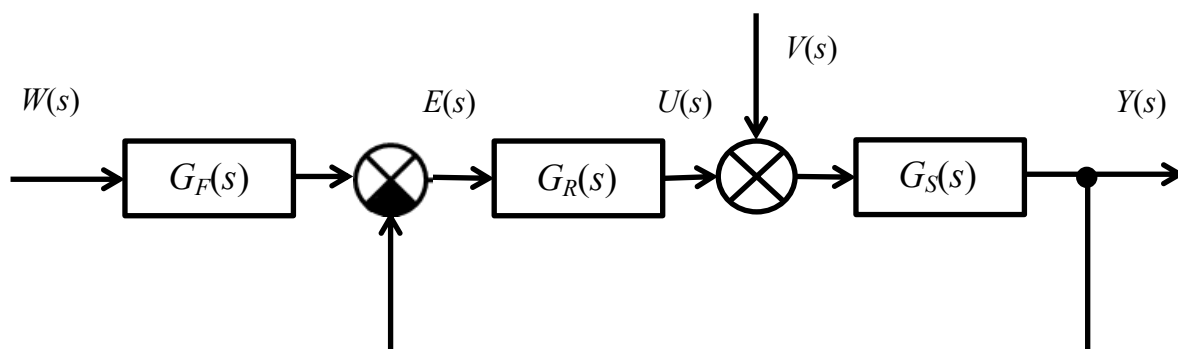
2 REGULAČNÍ OBVOD

V dané bakalářské práci se pracuje s jednoduchým regulačním obvodem, který vznikne připojením regulátoru (řídícího systému) k regulované soustavě (řízenému systému) a zavedením zpětné vazby, která pracuje jako záporná zpětná vazba. Do regulačního obvodu vstupuje porucha (poruchová veličina) před regulovanou soustavou viz obr 2.1 [Navrátil, 2011].



Obr. 2.1 Blokové schéma regulačního obvodu

Na obr. 2.1 značí: $G_R(s)$ – přenos regulátoru, $G_S(s)$ – přenos regulované soustavy, $W(s)$ – obraz žádané veličiny $w(t)$, $E(s)$ – obraz regulační odchylky $e(t)$, $U(s)$ – obraz akční veličiny $u(t)$, $V(s)$ – obraz poruchové veličiny $v(t)$, $Y(s)$ – obraz regulované veličiny $y(t)$.



Obr. 2.2 Blokové schéma regulačního obvodu s 2DOF regulátorem

V případě integračních regulovaných soustav bude pro zlepšení kvality regulace využit 2DOF regulátor (tj. regulátor se dvěma stupni volnosti), pak regulační obvod bude mít zapojení ukázáno na obr. 2.2, kde $G_F(s)$ je přenos filtru. Regulátor typu PI se dvěma stupni volnosti může být popsán v obrazech vztahem

$$U(s) = k_p \left[bW(s) - Y(s) + \frac{1}{T_I s} E(s) \right],$$

s přenosem filtru

$$G_F(s) = \frac{bT_I s + 1}{T_I s + 1}, \quad (2.1)$$

kde konstanta b bude volena z intervalu $<0,1>$ v závislosti na použité metodě [Balátě, 2004; Noskievič, 1999; Vítečková, Víteček, 2011, 2014; Víteček, Vítečková, 2013].

Regulátory

Regulátor je jeden z hlavních prvků regulačního obvodu a existuje řada regulátorů a regulačních principů. Jejich rozdělení je rozsáhlé a můžeme je například rozdělit podle akční veličiny (spojité, nespojitě (diskrétní)), podle nositele signálu (elektrické, pneumatické, hydraulické), podle příkonu (přímé (bez vnější energie), nepřímé). Ve většině případů se v průmyslu využívají nepřímé regulátory, které vyžadují pro svou funkci vnější energii. Dále je možné regulátory rozdělit podle jejich struktury, tj. regulátory s pevnou strukturou (regulátory typu PID) a regulátory s obecnou strukturou (obecný lineární regulátor) [Balátě, 2004; Navrátil, 2011].

V praxi jsou využívány i jednodušší typy konvenčních analogových regulátorů (používány jsou vztahy pouze s časovými konstantami): regulátor typu P – proporcionální, regulátor typu I – integrační, regulátor typu PI – proporcionálně integrační, regulátor typu PD – proporcionálně derivační a regulátor typu PID – proporcionálně integračně derivační. Regulátor s derivační složkou se nepoužívá, protože reaguje na časové změny regulační odchylky $e(t)$ a v ustáleném stavu způsobí rozpojení regulačního obvodu. Přenosy uvedených konvenčních analogových regulátorů jsou uvedeny v tab. 2.1 [Vítečková, Víteček, 2014].

Tab. 2.1 – Přenosy konvenčních analogových regulátorů

	Typ	Přenos $G_R(s)$
1	P	k_p
2	I	$\frac{1}{T_I s}$
3	PI	$k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right)$
4	PD	$k_p (1 + T_D s)$
5	PID	$k_p \left(1 + T_D s + \frac{1}{T_I s} \right)$

Pro zpracování této bakalářské práce budeme dále pracovat s regulátorem typu PI, jehož přenos je uveden v tab. 2.1 na řádce 3.

Regulovaná soustava

Regulovaná soustava je dalším důležitým prvkem regulačního obvodu. Vlastnosti regulovaných soustav popisujeme různými typy matematických modelů. Nejčastěji používaným typem je L-přenos. Tyto přenosy soustav byly zvoleny z toho důvodu, že

složitější typy přenosů, můžeme zjednodušit právě na tyto přenosy se zachováním podstatných vlastností. Nebudou uvažovány regulační soustavy s kmitavými průběhy přechodových funkcí. Regulovanou soustavu můžeme rozdělit do tří hlavních skupin podle ustálených stavů přechodových charakteristik $h(\infty)$. První je proporcionální regulovaná soustava $[h(\infty) \neq k_1]$, kterou můžeme dále rozdělit, např. na proporcionální regulovanou soustavu bez setrvačnosti s nebo bez dopravního zpoždění, proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu s nebo bez dopravního zpoždění a proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 2. řádu s nebo bez dopravního zpoždění. Další je derivační regulovaná soustava $[h(\infty) = 0]$, kterou můžeme také rozdělit, např. na derivační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s nebo bez dopravního zpoždění a derivační regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu s nebo bez dopravního zpoždění. Poslední je integrační regulovaná soustava $[h(\infty) = \infty]$, kterou taktéž můžeme rozdělit, např. na integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s nebo bez dopravního zpoždění a integrační regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu s nebo bez dopravního zpoždění.

Pro účely zpracování této práce budeme dále uvažovat proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu s dopravním zpožděním (2.2) a integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním (2.3) [Balátě, 2004; Noskivič, 1999; Vítečková, Víteček, 2014; Švarc a kol., 2011]

$$G_S(s) = \frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}, \quad (2.2)$$

$$G_S(s) = \frac{k_1}{s} e^{-T_d s}. \quad (2.3)$$

Stabilita

V publikaci [Víteček, Vítečková, 2013] je uvedena definice stability regulačních obvodů, cituji: „Stabilita (lineárního) regulačního obvodu je jeho schopnost ustálit všechny veličiny na konečných hodnotách, pokud se vstupní veličiny ustálí na konečných hodnotách.“

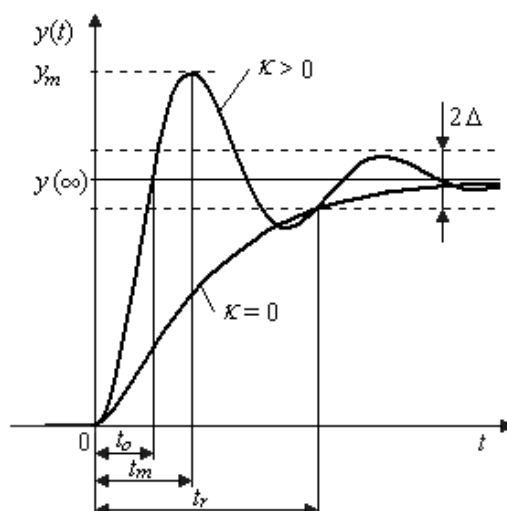
U regulačního obvodu jsou vstupními veličinami žádané veličiny $w(t)$ a všechny veličiny poruchové, které jsou pak sloučeny do jedné poruchové veličiny $v(t)$ (viz obr. 2.1 a 2.2).

Kvalita

Kvalita regulace je v této práci vyhodnocena podle průběhu odezev regulačního obvodu na skokovou změnu vstupních veličin. Zajištěním vhodných vlastností regulačního obvodu k žádané veličině $w(t)$ budou ve většině případů zajištěny i vlastnosti k poruchové veličině $v(t)$ působící před regulovanou soustavou.

V této práci budou vybrané metody syntézy posuzovány z hlediska těchto kvalitativních ukazatelů - relativního překmitu κ [%], doby regulace t_r [s], integrálního kritéria ITAE.

Na obr. 2.3 je odezva regulačního obvodu (přechodová charakteristika) na skokovou změnu žádané veličiny $w(t)$.



Obr. 2.3 Přechodová charakteristika regulačního obvodu s vyznačenými ukazateli kvality [Vítečková, Víteček, 2014]

Pod pojmem přechodová charakteristika se zde rozumí odezva na skokovou změnu polohy, která nemusí být vždy jednotková.

Na obr. 2.3 můžeme vidět dva typické průběhy přechodových charakteristik regulačního obvodu způsobené skokovou změnou žádané veličiny $w(t)$. Je to průběh s překmitem a bez překmitu.

Nejdůležitějšími hledisky pro posouzení kvality regulace jsou dva ukazatele, a to doba regulace t_r (obr. 2.2) a relativní překmit κ

$$\kappa = \frac{y_m - y(\infty)}{y(\infty)} \cdot 100 \quad [\%], \quad y_m = y(t_m). \quad (2.4)$$

Doba regulace t_r je dána časem, kdy regulovaná veličina $y(t)$ vejde do pásma o šířce 2Δ , tj. $y(\infty) \pm \Delta$, kde tolerance regulace je dána vztahem

$$\Delta = \delta y(\infty), \quad \delta = 0,01 \div 0,05, \quad (1 \div 5)\%.$$

Když se uvádí doba regulace t_r musí se uvést také hodnota relativní tolerance regulace δ . V této práci se předpokládá, že má hodnotu $\delta = 0,01$ (1 %).

Hodnota $\kappa = 0$ odpovídá nekmitavému (aperiodickému) regulačnímu pochodu. Využívá se u procesů, u kterých by překmit mohl způsobit nežádoucí účinky, např.: tepelné a chemické procesy, pohyby robotů a manipulátorů. U nekmitavého (aperiodického) regulačního pochodu se často vyžaduje, aby měl minimální dobu regulace t_r . Takovým regulačním pochodům se říká mezní aperiodické.

Pro $\kappa > 0$ je regulační pochod kmitavý a je rychlejší než nekmitavý pochod [Vítečková, Víteček, 2011].

Kritérium ITAE

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt. \quad (2.5)$$

Integrální kritérium I_{ITAE} (ITAE = Integral of Time multiplied by Absolute Error) má v sobě zahrnut čas i regulační odchylky, a proto při jeho minimalizaci dochází současně k minimalizaci jak absolutní regulační plochy, tak i doby regulace t_r . Je to velmi oblíbené integrální kritérium, i když jeho hodnotu v případě kmitavých průběhů lze určit pouze simulačně.

Integrální kritérium ITAE patří mezi nejdůležitější kritéria, jeho minimalizací se získávají hodnoty stavitelných parametrů zvoleného regulátoru. Minimalizace může být prováděna i simulačně. S výhodou jej lze použít při porovnání a vyhodnocení kvality různých regulačních pochodů [Vítečková, Víteček, 2014].

Výpočet kritéria ITAE v prostředí Matlab, podle vztahu 2.5.

```
% Výpočet kritéria ITAE
% Určení vektoru odchylky
e(1:4101,2)
% Hodnoty vektoru odchylky převedeny do absolutní hodnoty
ae=abs(e(1:4101,2))
% Určení vektoru času
t=e(1:4101,1)
% Součin času a absolutní hodnoty odchylky
sum(t.*ae)
% Součin času a absolutní hodnoty odchylky vynásobený vzorkovacím krokem
sum(t.*ae)*t(2,1)
```

3 POUŽITÉ METODY SYNTÉZY

V této kapitole budou popsány všechny použité metody syntézy, budou zde uvedeny všechny vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI (viz tab. 2.1 řádek 3) v závislosti na parametrech regulovaných soustav.

Z knihy [O'Dwyer, 2009] bylo vybráno několik metod vhodných pro řízení regulovaných soustav (2.2) a (2.3). Kritériem výběru byla jednoduchost vztahů pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI a dosažení podobné kvality regulačního pochodu. Tyto vybrané metody byly pak porovnány s univerzální experimentální metodou (UEM) a metodou SIMC [Vítečková, Víteček, 2011, 2014; Víteček, Vítečková, 2013].

3.1 Popis univerzální experimentální metody

Univerzální experimentální metoda je z mnoha existujících metod velmi jednoduchá, ale přesto ve většině realizovaných případů účinná metoda, která byla rozpracována v bývalém SSSR a slouží pro regulované soustavy a přenosy (2.2) a (2.3), dále umožňuje seřizovat konvenční (standardní) regulátory, jak po stránce žádané veličiny w , tak poruchové veličiny v , která působí na vstup regulované soustavy. Kritérium kvality regulace může být nejrychlejší odezva bez překmitu, nejrychlejší s relativním překmitem $\kappa = 0,2$ (20 %) a minimální kvadratická regulační plocha. Za nekmitavý regulační pochod se považuje takový, u kterého je maximální relativní překmit od 0,02 (2 %) do 0,05 (5 %).

Univerzální experimentální metoda je velmi podobná Chienově-Hronesově-Reswickově metodě.

Univerzální experimentální metoda umožňuje seřizovat regulátory typu P, PI a PID. V tab. 3.1 a 3.2 jsou uvedeny vztahy pro seřízení PI regulátoru, který je v této práci využíván [Vítečková, Víteček, 2011, 2014; Víteček, Vítečková, 2013].

Tab. 3.1 – Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI pro přenos (2.2)

$\frac{k_1}{T_1s + 1} \text{e}^{-T_d s}$		Regulační pochod				
		Nejrychlejší odezva bez překmitu		Nejrychlejší odezva s překmitem 20 %		Minimální kvadratická regulační plocha ISE
Regulátor typ		Seřízení z hlediska				
		žádané veličiny w	poruchové veličiny v	žádané veličiny w	poruchové veličiny v	poruchové veličiny v
PI	k_P^*	$0,35 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{T_1}{k_1 T_d}$	$\frac{T_1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	$1,17 T_1$	$0,8 T_d + 0,5 T_1$	T_1	$T_d + 0,3 T_1$	$T_d + 0,35 T_1$

Tab. 3.2 – Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI pro přenos (2.3)

$\frac{k_1}{s} \text{e}^{-T_d s}$		Regulační pochod				
		Nejrychlejší odezva bez překmitu		Nejrychlejší odezva s překmitem 20 %		Minimální kvadratická regulační plocha ISE
Regulátor typ		Seřízení z hlediska				
		žádané veličiny w	poruchové veličiny v	žádané veličiny w	poruchové veličiny v	poruchové veličiny v
PI	k_P^*	$0,37 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,46 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	$0,7 \frac{1}{k_1 T_d}$	$\frac{1}{k_1 T_d}$
	T_I^*	∞	$5,75 T_d$	∞	$3 T_d$	$4,3 T_d$

V práci budou dále využívány vztahy ve 2. sloupci, tj. dosažení nejrychlejší odezvy bez překmitu pro poruchovou veličinu v .

3.2 Popis metody SIMC

Metoda SIMC, patří mezi jednoduché, ale velmi účinné metody seřizování analogových regulátorů. Vychází z regulace s interním (vnitřním) modelem – IMC (internal model control), proto autor metody Skogestad navrhl zkratku SIMC interpretovanou jako „SIMple Control“ nebo „Skogestad IMC“. Metoda SIMC pro návrh analogového regulátoru používá vztah pro přímou syntézu

$$G_R(s) = \frac{1}{G_S(s)} \frac{G_{wy}(s)}{1 - G_{wy}(s)} \quad (3.1)$$

za předpokladu, že přenos řízení regulačního obvodu má tvar

$$G_{wy}(s) = \frac{1}{T_w s + 1} e^{-T_d s}, \quad (3.2)$$

kde T_w je časová konstanta uzavřeného regulačního obvodu.

Např. pro regulovanou soustavu s přenosem (2.2) se obdrží

$$G_R(s) = \frac{T_I s + 1}{k_1} \frac{1}{T_w s + 1 - e^{-T_d s}}. \quad (3.3)$$

Tab. 3.3 – Hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI pro metodu SIMC

Regulovaná soustava		Regulátor				Poznámka
		Typ	k_P^*	T_I^*	T_D^*	
1	$\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{T_1}{2k_1 T_d}$	T_1	–	$T_1 \leq 8T_d$
2			$\frac{T_1}{2k_1 T_d}$	$8T_d$	–	$T_1 > 8T_d$
3	$\frac{k_1}{s} e^{-T_d s}$	PI	$\frac{1}{2k_1 T_d}$	$8T_d$	–	–

Použitím aproximace

$$e^{-T_d s} \approx 1 - T_d s$$

se dostane přenos regulátoru PI

$$G_R(s) = k_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right), \quad k_P = \frac{T_1}{k_1(T_w + T_d)}, \quad T_I = T_1. \quad (3.4)$$

Při volbě časové konstanty T_w lze získat různě rychlé odezvy. Nejčastěji je doporučováno volit $T_w = T_d$ a integrační časovou konstantu T_I určit na základě vztahu

$$T_I = \min(T_1, 8T_d).$$

Pak hodnoty stavitelných parametrů regulátoru PI jsou dány (viz řádky 1 a 2 v tab. 3.3)

$$k_P^* = \frac{T_1}{2k_P T_d}, \quad (3.5)$$

$$T_I^* = T_1 \quad \text{pro } T_1 \leq 8T_d,$$

$$T_I^* = 8T_d \quad \text{pro } T_1 > 8T_d.$$

Metoda SIMC má relativní překmit $\kappa \approx 0,05$ (5 %).

Metoda SIMC umožňuje seřizovat různé regulované soustavy a různé typy regulátorů. V této práci používám proporcionální a integrační regulovanou soustavu a regulátor PI [Vítečková, Víteček, 2011, 2014].

Tato metoda zaručuje pro proporcionální regulovanou soustavu (2.2) překmit 5 % a pro integrační regulovanou soustavu (2.3) nulovou regulační odchylku na poruchu $v(t)$ působící před regulovanou soustavou. V tomto případě je překmit na přechodové charakteristice větší z důvodu stabilní nuly v přenosu řízení.

3.3 Vybrané metody pro Proporcionální regulovanou soustavu

Proporcionální regulované soustavy mají tu vlastnost, že po vychýlení z rovnovážného stavu jsou schopny vždy dosáhnout nového rovnovážného stavu bez působení (připojení) dalšího členu do obvodu, tj. regulátoru, za předpokladu stabilních pólů.

Dynamické vlastnosti proporcionální regulované soustavy se setrvačností n -tého řádu lze vyjádřit diferenciální rovnicí [Navrátil, 2011; Šulc, Vítečková, 2004; Vítečková, Víteček, 2011, 2014; Víteček, Vítečková, 2013]

Pro proporcionální soustavu danou vztahem (2.2) byly z literatury [O'Dwyer, 2009] vybrány následující metody, které jsou spolu se vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátorů přehledně uvedeny v tab. 3.4.

Tab. 3.4 Vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI pro proporcionální soustavu s dopravním zpožděním

Název metody	k_p^*	T_I^*
1 UEM	$0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d} \approx \frac{T_1}{2k_1 T_d}$	$0,8T_d + 0,5T_1$
2 SIMC	$\frac{T_1}{2k_1 T_d}$	T_1 pro $T_1 \leq 8T_d$
		$8T_d$ pro $T_1 > 8T_d$
3 Liptáková	$\frac{0,95T_1}{k_1 T_d}$	$4T_d$
4 Chenova a Yangova	$\frac{0,7T_1}{k_1 T_d}$	T_1
5 Huangova a Jengova	$\frac{0,495T_1 + 0,22T_d}{k_1 T_d} \approx \frac{T_I^*}{2k_1 T_d}$	$0,9T_1 + 0,4T_d$
6 MPM	$\frac{T_I^*}{(\alpha T + \beta T_d)k_1}$	$T_1 - \frac{T}{2}$

Vztahy pro metodu násobného dominantního pólu (MNDP) na výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI jsou umístěny zvlášť v tab. 3.5, kvůli jejich grafickému rozsahu.

Tab. 3.5 Vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI pro proporcionální soustavu s dopravním zpožděním

Regulátor		Regulovaná soustava $\frac{k_1}{T_1 s + 1} e^{-T_d s}$
PI	s_3^*	$-\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}}$
	k_p^*	$-\frac{1}{k_1} [T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d)s_3^* + 1] e^{T_d s_3^*}$
	T_I^*	$-\frac{T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d)s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d)s_3^{*2}}$

Tab. 3.6 Závislost koeficientů α a β na relativním překmitu κ pro metodu MPM

κ	0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50
α	1,282	0,984	0,884	0,832	0,763	0,697	0,669	0,640	0,618	0,599	0,577
β	2,718	1,944	1,720	1,561	1,437	1,337	1,248	1,172	1,104	1,045	0,992

3.4 Vybrané metody pro Integrační regulovanou soustavu

Integrační regulované soustavy nemají na rozdíl od proporcionálních soustav samoregulační schopnost. Po vyvedení soustavy z rovnovážného stavu, se výstupní signál po odeznění přechodového děje mění konstantní rychlostí, za předpokladu stabilních pólů.

Pro integrační soustavu danou vztahem (2.3) byly z literatury [O'Dwyer, 2009] vybrány následující metody, kde na řádku 4. je metoda Chidambaranova a Sreeova a na řádku 5. metoda Chidambaranova Srividya a Chidambaranova.

Tab. 3.7 Vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI pro integrační soustavu s dopravním zpožděním

Název metody	k_p^*	T_I^*
1 UEM	$0,46 \frac{1}{k_1 T_d}$	$5,75 T_d$
2 SIMC	$\frac{1}{2k_1 T_d}$	$8 T_d$
3 Hubova a Žákové	$\frac{0,281}{k_1 T_d}$	$3,555 T_d$
4 CH. a S.	$\frac{1,1111}{k_1 T_d}$	$4,5 T_d$
5 CH. S. a CH.	$\frac{0,67075}{k_1 T_d}$	$3,6547 T_d$
6 MNDP	$0,461 \frac{1}{k_1 T_d}$	$5,828 T_d$

4 OVĚŘENÍ A POROVNÁNÍ S VYBRANÝMI METODAMI

V této kapitole jsou ověřeny vybrané metody pro proporcionální regulovanou soustavu (2.2) a integrační regulovanou soustavu (2.3), které jsou seřizeny pomocí regulátoru typu PI (tab. 2.1 řádek 3). Tyto vybrané metody byly pomocí kvalitativních ukazatelů, relativního překmitu κ [%], doby regulace t_r [s] a integrálního kritéria ITAE porovnány s metodami UEM a SIMC.

4.1 Proporcionální regulovaná soustava

U proporcionálních regulovaných soustav můžeme rozdělit metody seřizování na dvě skupiny. První skupina jsou metody kompenzační, tzv., že časová konstanta regulátoru T_I se rovná časové konstantě soustavy T_1 , druhá skupina jsou metody nekompenzační. Metody kompenzační jsou využívány proto, aby se zjednodušil výpočet dalšího parametru regulátoru, tj. jeho zesílení k_P . Jak bude dále uvedeno, doba regulace u kompenzačních metod je delší, než u metod nekompenzačních.

V tab. 3.4 a 3.5 jsou uvedeny vztahy pro výpočet stavitelných parametrů regulátoru PI pro vybrané metody seřizení. Vztahy pro metodu násobného dominantního pólu (MNDP) jsou složité, proto jsou uvedeny ve zvláštní tab. 3.5, tato metoda není kompenzační a zaručuje v našem případě trojnásobný reálný dominantní pól. Vztahy pro výpočet stavitelných parametrů touto metodou byly odvozeny na katedře ATŘ FS VŠB-TUO před rokem 2002, a jsou uvedeny v publikacích [O'Dwyer 2009, Šulc, Vítečková, 2004; Vítečková, Víteček, 2011, 2014; Víteček, Vítečková, 2013].

Na následujících obrázcích 4.1 – 4.3 jsou uvedeny závislosti optimálních parametrů regulátorů na parametrech regulované soustavy. Tyto závislosti byly vypočítány ze vztahů uvedených v tab. 3.4 – 3.5. Např. pro metodu Chenovu a Yangovu kompenzační metoda na základě 4. řádku tab. 3.4 můžeme psát

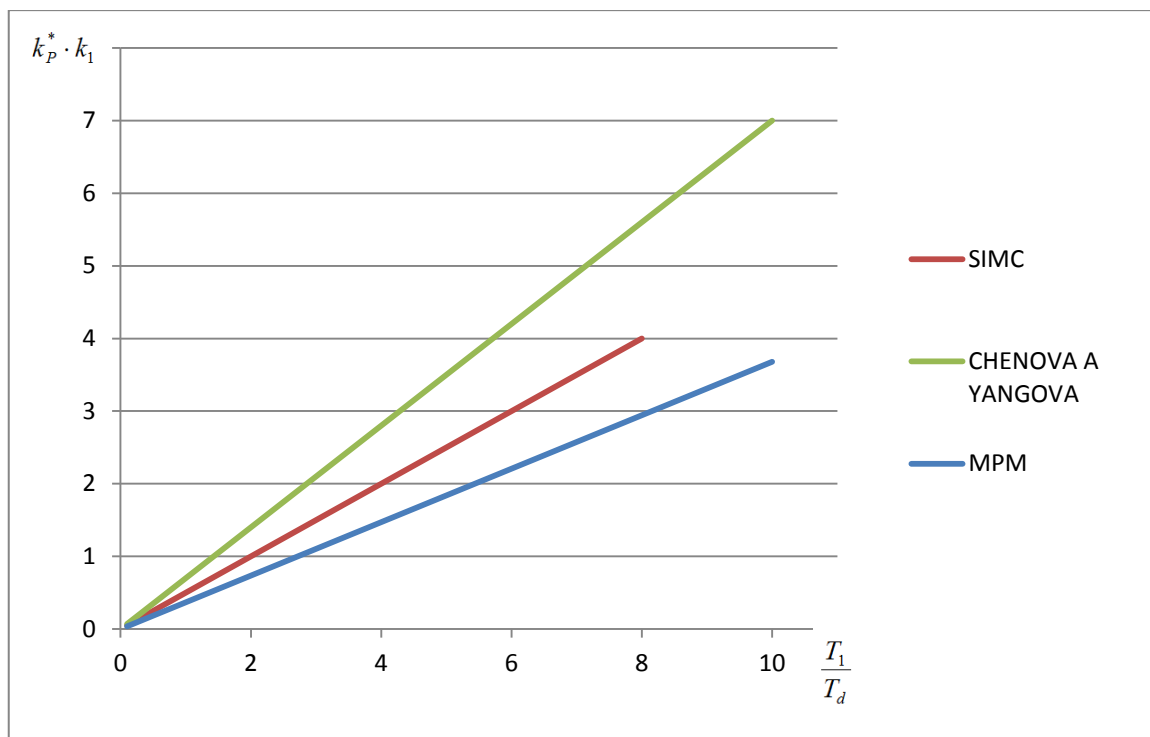
$$k_P^* \cdot k_1 = 0,7 \frac{T_1}{T_d}.$$

U MPM byl volen parametr $\beta = 2,718$, u kterého je dosaženo 0 % překmitu na přechodové charakteristice regulačního obvodu.

Z obr. 4.1 – 4.3 pak můžeme určit kvalitu regulace, která je pak doložena číslíkovou simulací.

Kompenzační metody

Z vybraných metod pro proporcionální regulovanou soustavu byly jako metody kompenzační zařazeny metody SIMC pro $T_1 \leq 8T_d$, požadovaného modelu a Chenova a Yangova.



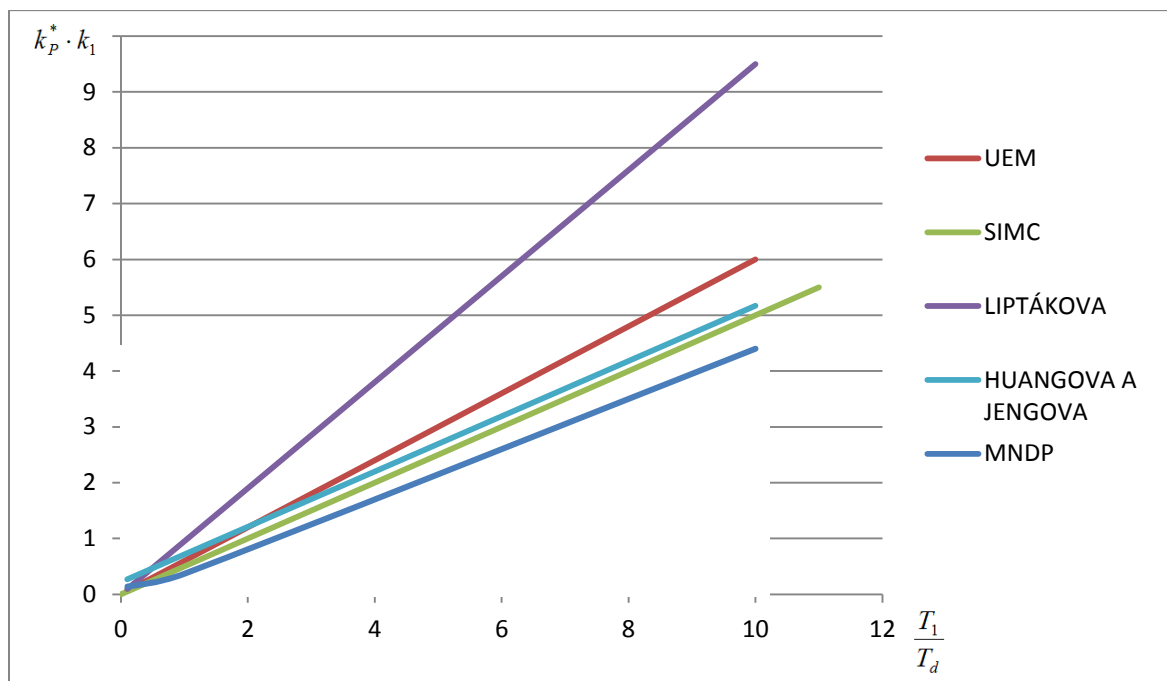
Obr. 4.1 Závislosti optimálního parametru regulátoru k_p^* na parametrech soustavy pro kompenzační metody z tab. 3.4 a 3.5

Z obr. 4.1 vidíme, že pro kompenzační metody dává nejvyšší zesílení metoda Chenova a Yangova, naopak nejnižší zesílení dá metoda požadovaného modelu. Z toho můžeme uvažovat, že Chenova a Yangova metoda bude dávat nejvyšší překmit na přechodové charakteristice uzavřeného regulačního obvodu (viz tab. 4.1)

Nekompenzační metody

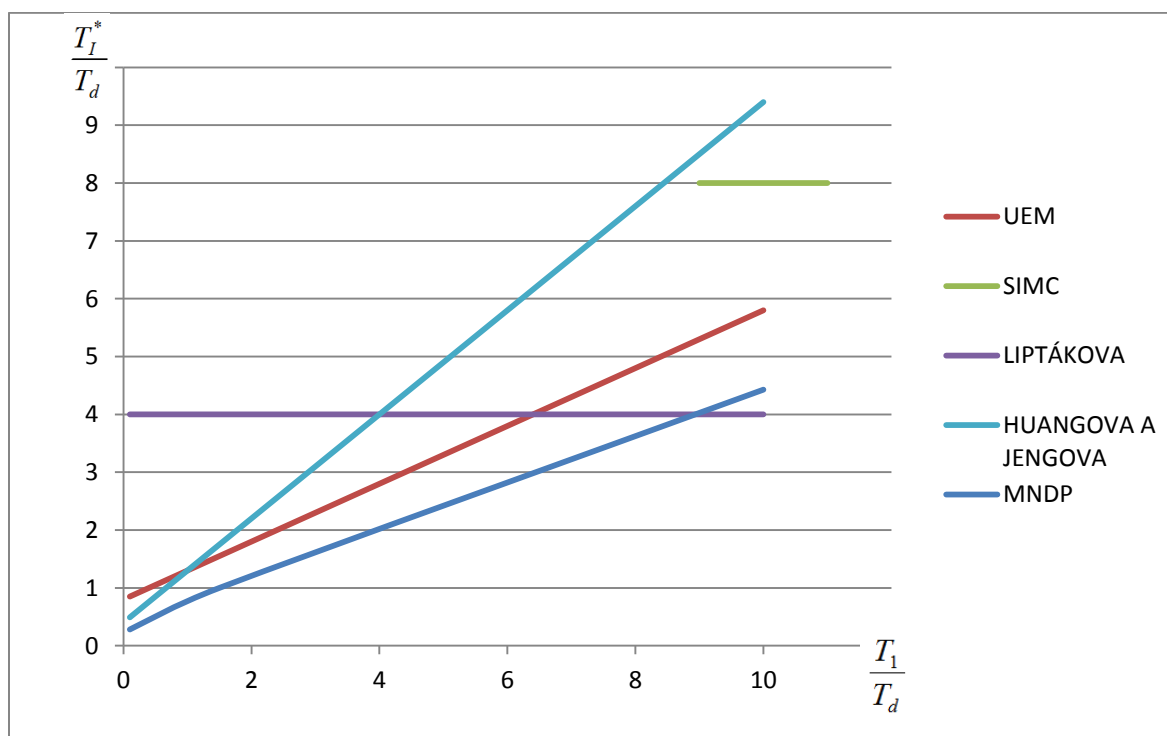
Z vybraných metod pro proporcionální regulovanou soustavu byly mezi metody nekompenzační zařazeny metody univerzální experimentální (UEM), SIMC pro $T_1 > 8T_d$, Liptákova, násobného dominantního pólu (MNDP) a Huangova a Jengova.

U těchto nekompenzačních metod máme dvě závislosti. Jednou je závislost zesílení regulátoru k_p^* a druhou je závislost integrační časové konstanty T_i^* na parametrech regulované soustavy. Opět byly tyto závislosti vypočteny na základě vztahů v tab. 3.4 a 3.5.



Obr. 4.2 Závislosti optimálního parametru regulátoru k_p^* na parametrech soustavy pro nekompenzační metody z tab. 3.4 a 3.5

Z obr. 4.2 vidíme, že pro nekompenzační metody dává nejvyšší zesílení metoda Liptáková, další metody jsou si podobné, ale nejnižší zesílení z nich dává metoda násobného dominantního pólu.

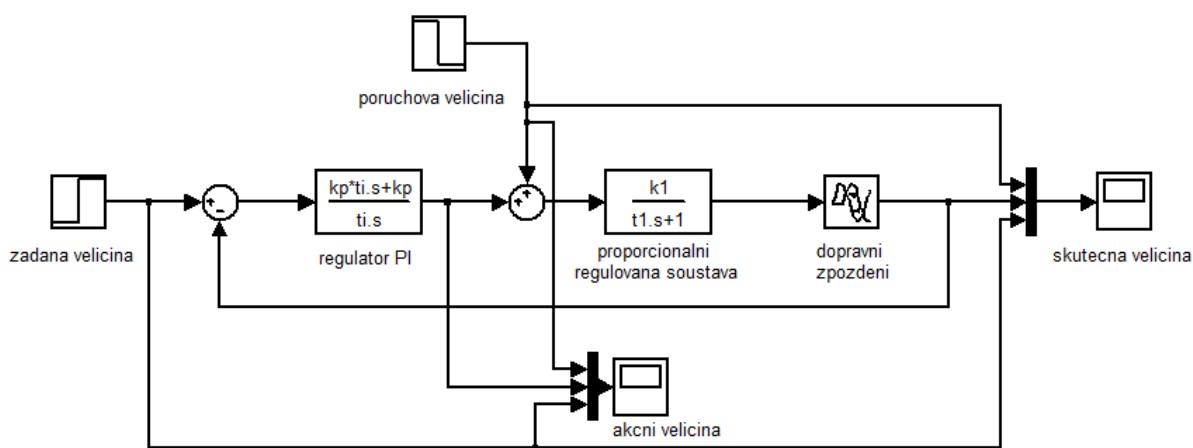


Obr. 4.3 Závislosti optimálního parametru regulátoru T_I^* na parametrech soustavy pro nekompenzační metody z tab. 3.4 a 3.5

Z obr. 4.3 vidíme, že pro nekompensační metody dává nejvyšší časovou konstantu T_I metoda SIMC a Huangova a Jengova, naopak nejnižší časovou konstantu T_I z nich dává metoda násobného dominantního pólu a Liptákova. Protože jde o vzájemné působení různých hodnot k_p^* a T_I^* , jde hůře posoudit kvalita regulačního pochodu. Víme, že zvětšování hodnoty k_p^* způsobí větší překmit a zvětšování hodnoty T_I^* pomalejší průběh regulace, viz tab. 4.1.

Ověření číslicovou simulací

Pro porovnání metod byly zvoleny různé hodnoty parametrů regulované soustavy (2.2) a dopočítány optimální stavitelné parametry PI regulátoru pro vybrané metody syntézy. Simulace byla provedena v prostředí MATLAB/Simulink, v tabulkách jsou uvedeny kvalitativní ukazatele regulačních procesů a na obrázcích pak průběhy regulovaných veličin $y(t)$ a akčních veličin $u(t)$. Vždy v čase $t = 0$ s začne působit žádaná veličina $w(t) = 1$ a po ustálení regulované veličiny $y(t)$ začne působit poruchová veličina, která je přivedena do regulačního obvodu před regulovanou soustavou. Jsou zde uvedeny tři příklady, jak pro kompenzační, tak nekompensační metodu. V prvním příkladu jsou stejné hodnoty $T_I = T_d$ a uvažován vliv velikosti koeficientu přenosu k_1 soustavy na regulační proces. V druhém příkladu je $T_I = 10 \times$ větší než T_d a ve třetím příkladu naopak. V prvním příkladu 4.1 je ukázán výpočet stavitelných parametrů PI regulátoru pro jednotlivé vybrané metody.



Obr. 4.4 Regulační obvod v prostředí MATLAB/Simulink pro soustavu (2.2)

Příklad 4.1:

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, T_I = 1 \text{ s}, T_d = 1 \text{ s}$$

a

$$k_1 = 2, T_I = 1 \text{ s}, T_d = 1 \text{ s}$$

byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

1. Univerzální experimentální metoda (UEM)

$$k_P^* = 0,6 \frac{T_1}{k_1 T_d} = 0,6 \frac{1}{1 \cdot 1} = 0,6$$

$$T_I^* = 0,8T_d + 0,5T_1 = 0,8 \cdot 1 + 0,5 \cdot 1 = 1,3$$

2. Metoda SIMC

$$k_P^* = \frac{T_1}{2k_1 T_d} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 1} = 0,5$$

$$T_I^* = T_1 = 1$$

3. Liptákova metoda

$$k_P^* = \frac{0,95T_1}{k_1 T_d} = \frac{0,95 \cdot 1}{1 \cdot 1} = 0,95$$

$$T_I^* = 4T_d = 4 \cdot 1 = 4$$

4. Chenova a Yangova metoda

$$k_P^* = \frac{0,7T_1}{k_1 T_d} = \frac{0,7 \cdot 1}{1 \cdot 1} = 0,7$$

$$T_I^* = T_1 = 1$$

5. Huangova a Jengova metoda

$$k_P^* = \frac{0,495T_1 + 0,22T_d}{k_1 T_d} = \frac{0,495 \cdot 1 + 0,22 \cdot 1}{1 \cdot 1} = 0,715$$

$$T_I^* = 0,9T_1 + 0,4T_d = 0,9 \cdot 1 + 0,4 \cdot 1 = 1,3$$

6. Metoda požadovaného modelu (MPM)

$$k_P^* = \frac{T_I^*}{\beta T_d k_1} = \frac{1}{2,718 \cdot 1 \cdot 1} = 0,368$$

$$T_I^* = T_1 = 1$$

7. Metoda násobného dominantního pólu (MNDP)

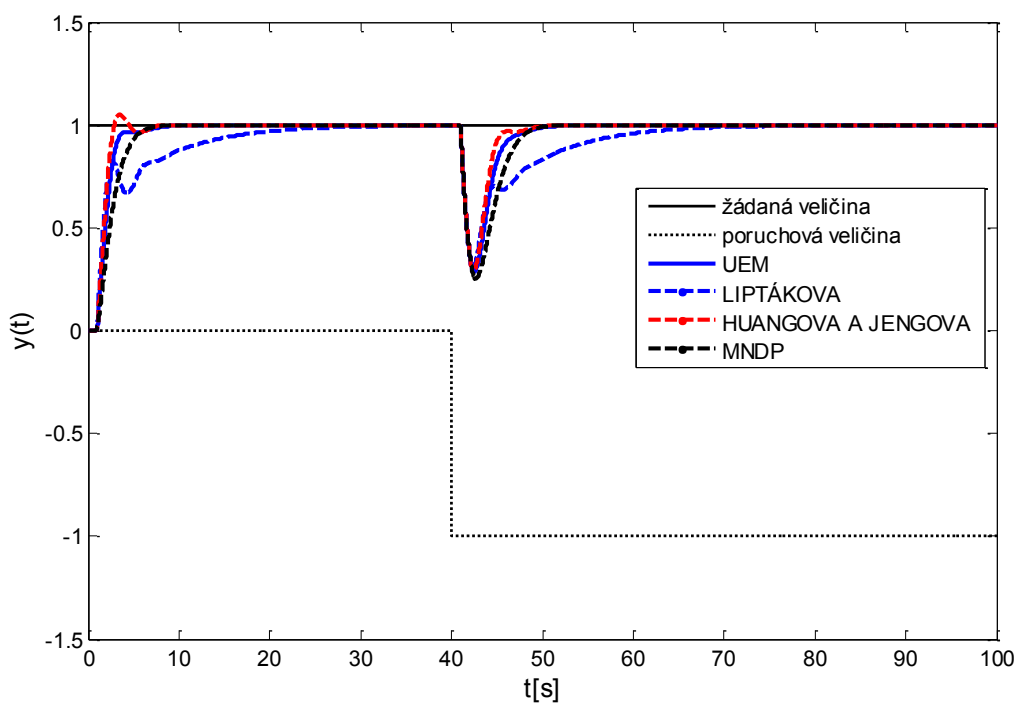
$$s_3^* = -\frac{2}{T_d} - \frac{1}{2T_1} + \sqrt{\frac{2}{T_d^2} + \frac{1}{4T_1^2}} = -1$$

$$k_P^* = -\frac{1}{k_1} [T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1] e^{T_d s_3^*} = 0,367$$

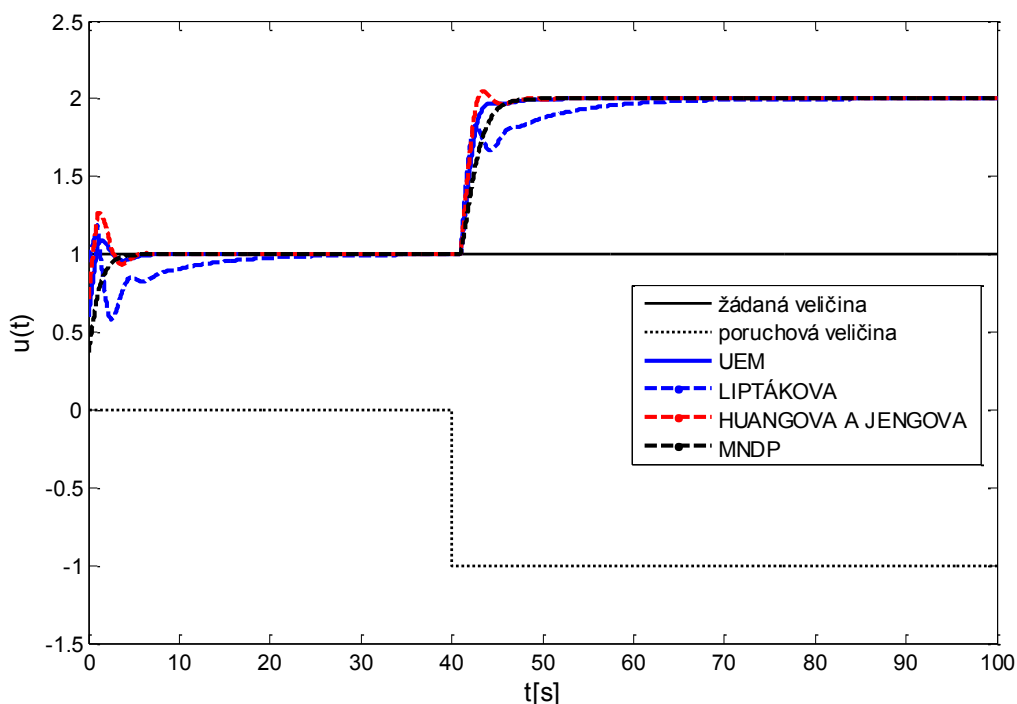
$$T_I^* = -\frac{T_d T_1 s_3^{*2} + (2T_1 + T_d) s_3^* + 1}{(T_d T_1 s_3^* + T_1 + T_d) s_3^{*2}} = 1$$

Tab. 4.1 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.1

Proporcionální soustava ($k_1 = 1$, $T_1 = 1\text{s}$, $T_d = 1\text{s}$)					
Název metody	k_p^*	T_l^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,600	1,3	0,00	8,12	3,178
2 SIMC	0,500	1,0	4,06	7,81	2,878
3 Liptáková	0,950	4,0	0,00	28,05	25,585
4 Chenova a Yangova	0,700	1,0	20,63	8,27	3,529
5 Huangova a Jengova	0,715	1,3	5,01	7,29	2,398
6 MPM	0,368	1,0	0,00	7,33	4,669
7 MNDP	0,367	1,0	0,00	7,34	4,671

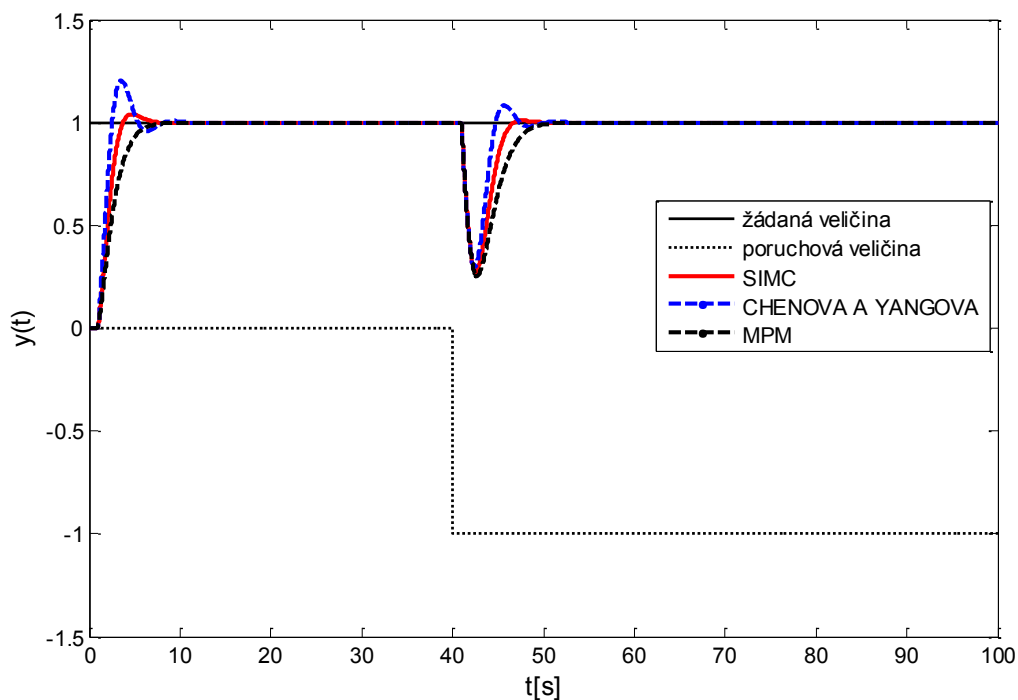


Obr. 4.5 Průběhy regulovaných veličin pro nekompensační metody – příklad 4.1

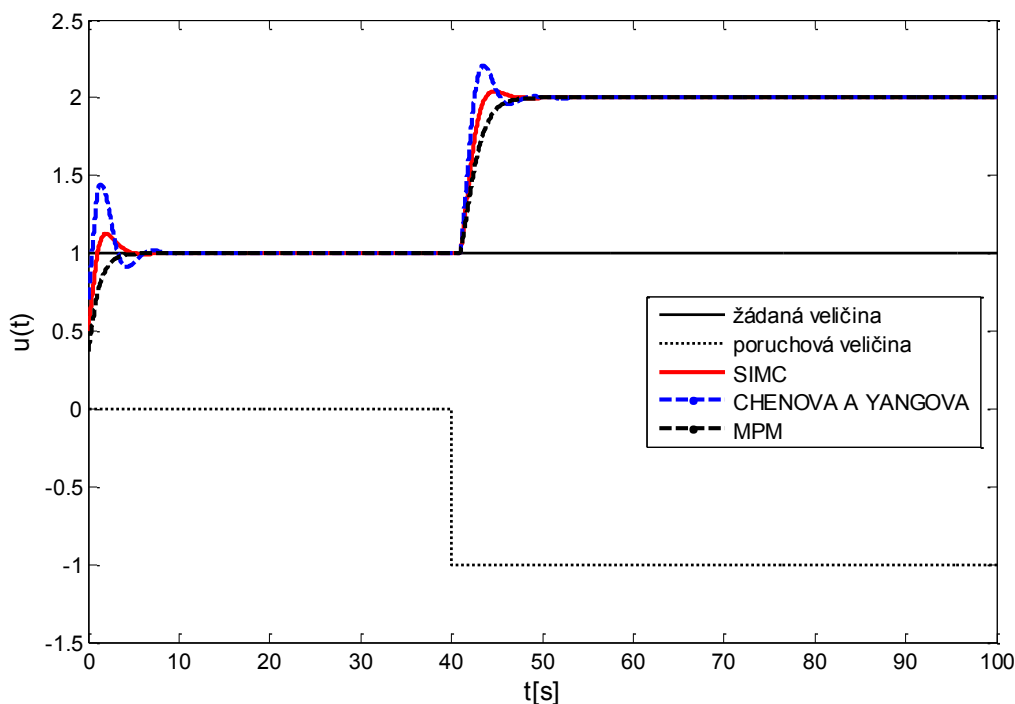


Obr. 4.6 Průběhy akčních veličin pro nekompensační metody – příklad 4.1

Z tab. 4.1 a obr. 4.5 a 4.6 vidíme, že nekompensační metody univerzální experimentální metoda a metoda násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_1 = 1\text{ s}$, $T_d = 1\text{ s}$, nemají žádný překmit a mají nejmenší dobu regulace až na menší odchylky, proto jsou nejvhodnější. Metoda Liptáková nemá sice žádný překmit, ale její doba regulace je velká. Naopak metoda Huangova a Jengova má stejnou dobu regulace, jako univerzální experimentální a metoda násobného dominantního pólu, ale má 5% překmit a také větší výkyvy hodnot akčního zásahu $u(t)$ (obr. 4.6).



Obr. 4.7 Průběhy regulovaných veličin pro kompenzační metody – příklad 4.1



Obr. 4.8 Průběhy akčních veličin pro kompenzační metody – příklad 4.1

Z tab. 4.1 a obr. 4.7 a 4.8 vidíme, že kompenzační metody SIMC, Chenova a Yangova a požadovaného modelu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_1 = 1\text{s}$, $T_d = 1\text{s}$, mají stejnou dobu regulace až na menší odchylky, ale liší se v relativním překmitu. Nejvhodnější metodou je tedy metoda požadovaného modelu, protože má nulový překmit. Naopak nejvyšší překmit má metoda Chenova a Yangova, a to překmit až 20 %. Tyto simulace potvrzují závěry, které byly získány na základě obr. 4.1.

Tab. 4.2 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.1

Proporcionální soustava ($k_1 = 2$, $T_1 = 1\text{s}$, $T_d = 1\text{s}$)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,3000	1,3	0,00	8,12	3,178
2 SIMC	0,2500	1,0	4,16	7,81	2,878
3 Liptáková	0,4750	4,0	0,00	28,05	25,585
4 Chenova a Yangova	0,3500	1,0	20,84	8,27	3,529
5 Huangova a Jengova	0,3575	1,3	5,21	7,29	2,398
6 MPM	0,1840	1,0	0,00	7,33	4,669
7 MNDP	0,1839	1,0	0,00	7,34	4,671

Z tab. 4.2 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Příklad 4.2

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, T_1 = 10 \text{ s}, T_d = 1 \text{ s}$$

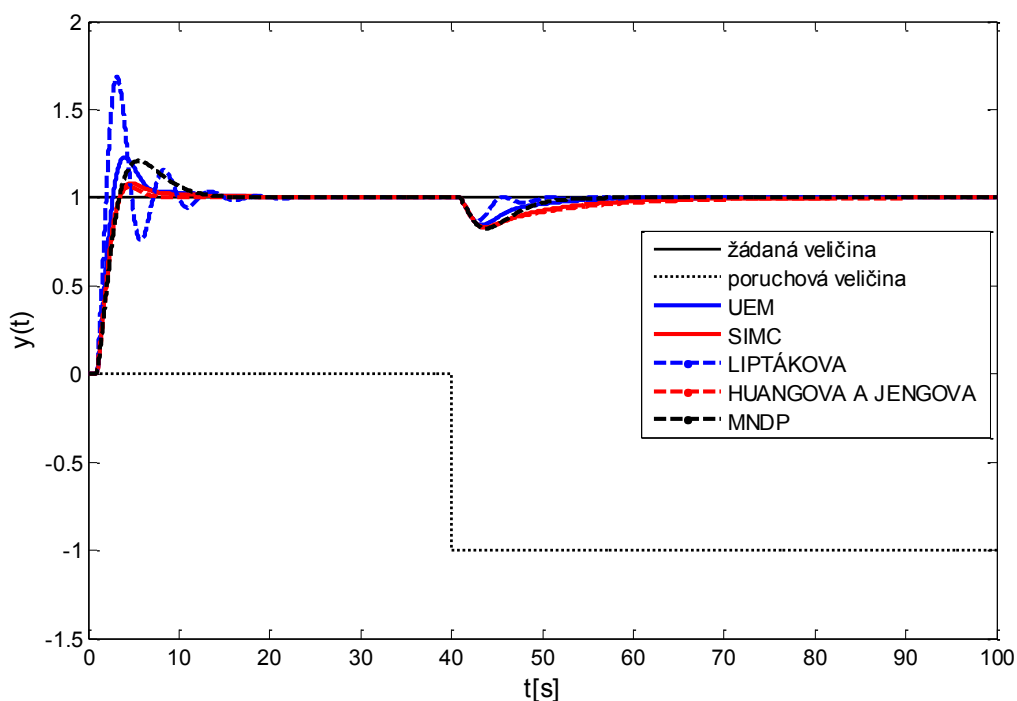
a

$$k_1 = 2, T_1 = 10 \text{ s}, T_d = 1 \text{ s}$$

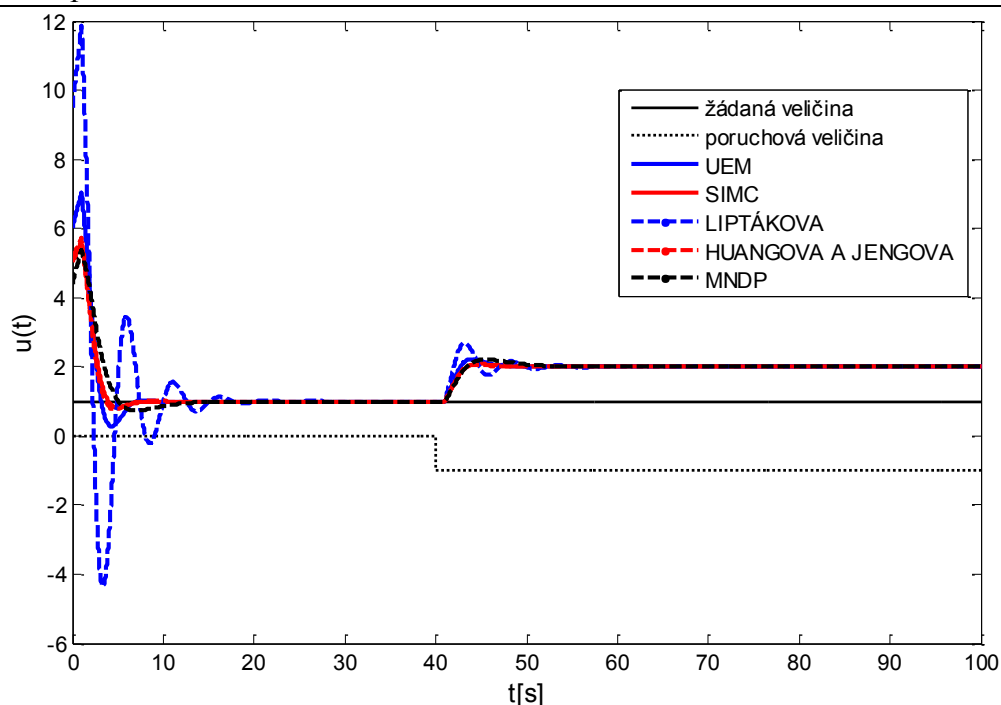
byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

Tab. 4.3 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.2

Proporcionální soustava ($k_1 = 1, T_1 = 10 \text{ s}, T_d = 1 \text{ s}$)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	6,00	5,8	22,83	15,45	7,621
2 SIMC	5,00	8,0	8,22	15,68	6,748
3 Liptáková	9,50	4,0	68,74	17,47	12,071
4 Chenova a Yangova	7,00	10,0	20,67	11,13	3,529
5 Huangova a Jengova	5,17	9,4	6,30	8,53	4,037
6 MPM	3,679	10	0	7,33	4,669
7 MNDP	4,399	4,428	21,34	15,77	10,490

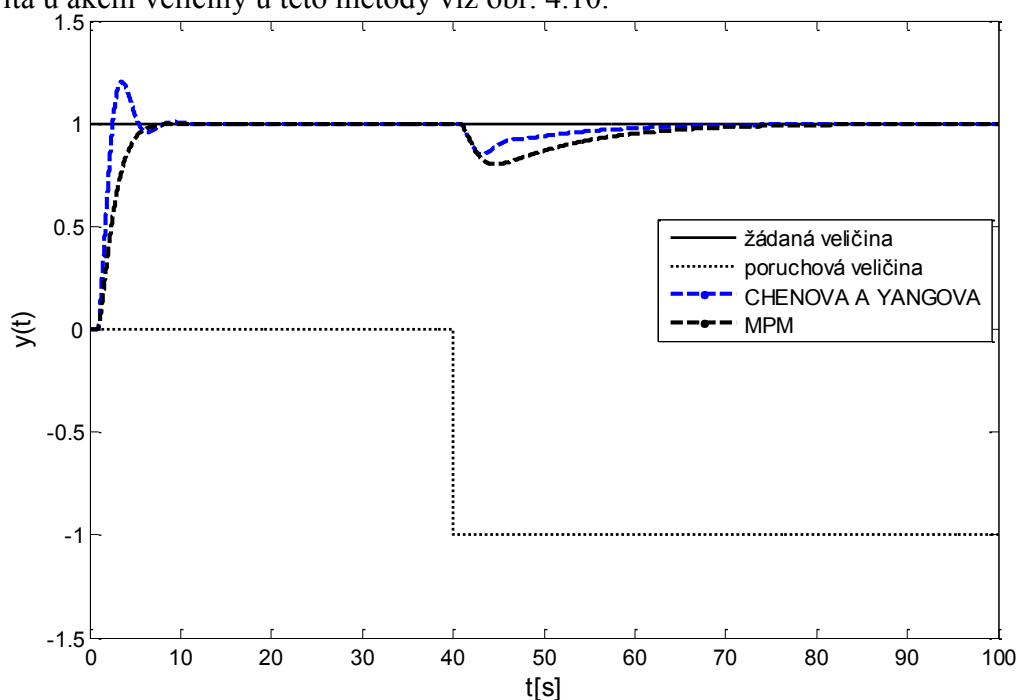


Obr. 4.9 Průběhy regulovaných veličin pro nekompensační metody – příklad 4.2

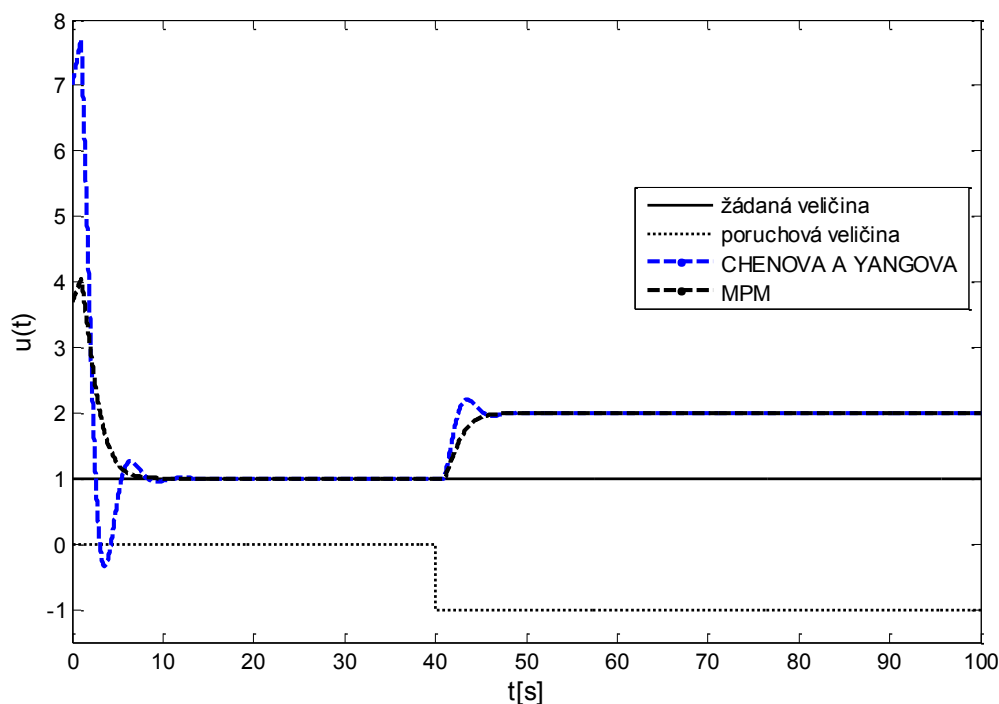


Obr. 4.10 Průběhy akčních veličin pro nekompensační metody – příklad 4.2

Z tab. 4.3 a obr. 4.9 a 4.10 vidíme, že nekompensační metoda Huangova a Jengova pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_1 = 10\text{ s}$, $T_d = 1\text{ s}$, má nejnížší dobu regulace a nejmenší relativní překmit, proto je nejvhodnější. Další vhodnou metodou je metoda SIMC, která má o něco vyšší překmit než metoda Huangova a Jengova, ale má stejnou dobu regulace jako metody univerzální experimentální a násobného dominantního pólu. Dále univerzální experimentální metoda a metoda násobného dominantního pólu, mají stejné doby regulace i překmit až na menší odchylky. Nejméně vhodnou metodou pro zadané parametry soustavy je metoda Liptáková, která dává skoro až 70 % překmit a má nejvyšší dobu regulace ze všech nekompensačních metod. Rovněž se projeví i vysoká aktivita u akční veličiny u této metody viz obr. 4.10.



Obr. 4.11 Průběhy regulovaných veličin pro kompenzační metody – příklad 4.2



Obr. 4.12 Průběhy akčních veličin pro kompenzační metody – příklad 4.2

Z tab. 4.3 a obr. 4.11 a 4.12 vidíme, že kompenzační metoda požadovaného modelu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_1 = 10$ s, $T_d = 1$ s, má nulový překmit a malou dobu regulace, proto je tato metoda pro zadané parametry soustavy nejvhodnější. Naopak metoda Chenova a Yangova, která má překmit až 20 %, se pro zadané parametry nehodí.

Tab. 4.4 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.2

Proporcionální soustava ($k_1 = 2$, $T_1 = 10$ s, $T_d = 1$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	3,000	5,80	22,94	15,45	7,621
2 SIMC	2,500	8,00	8,22	15,68	6,748
3 Liptáková	4,750	4,00	68,74	17,47	12,071
4 Chenova a Yangova	3,500	10,00	20,67	11,13	3,529
5 Huangova a Jengova	2,385	9,22	6,64	8,53	4,037
6 MPM	1,840	10	0	7,33	4,669
7 MNDP	2,199	4,428	21,22	15,77	10,490

Z tab. 4.4 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Příklad 4.3

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, T_1 = 1\text{ s}, T_d = 10\text{ s}$$

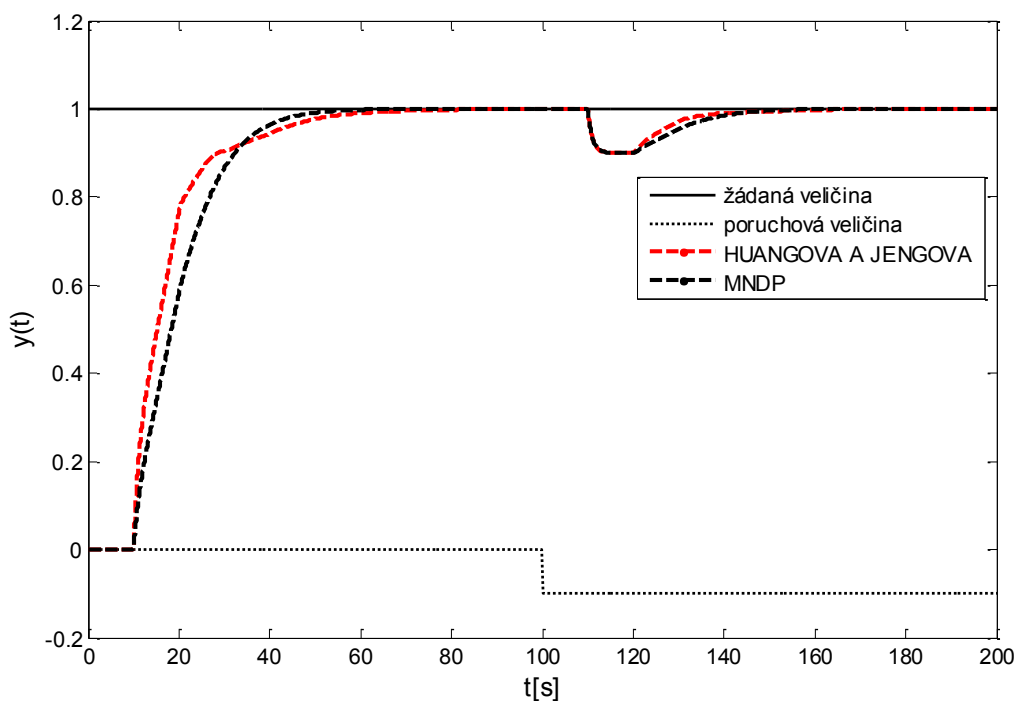
a

$$k_1 = 2, T_1 = 1\text{ s}, T_d = 10\text{ s}$$

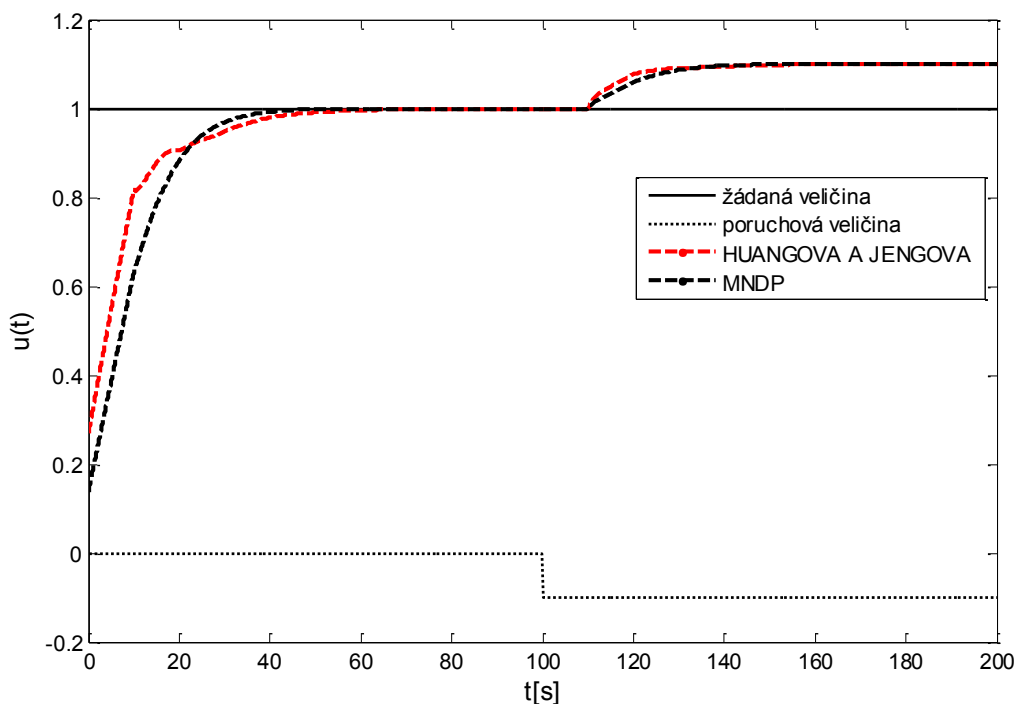
byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

Tab. 4.5 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.3

Proporcionální soustava ($k_1 = 1, T_1 = 1\text{ s}, T_d = 10\text{ s}$)					
Název metody	k_P^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,0600	8,5	0,00	643,31	19599,000
2 SIMC	0,0500	1,0	4,05	66,55	284,701
3 Liptákova	0,0950	40,0	0,00	2042,50	184740,000
4 Chenova a Yangova	0,0700	1,0	20,60	78,10	348,485
5 Huangova a Jengova	0,2695	4,9	0,00	59,47	219,407
6 MPM	0,0368	1	0,00	73,28	466,449
7 MNDP	0,1382	2,8	0,00	49,15	245,559

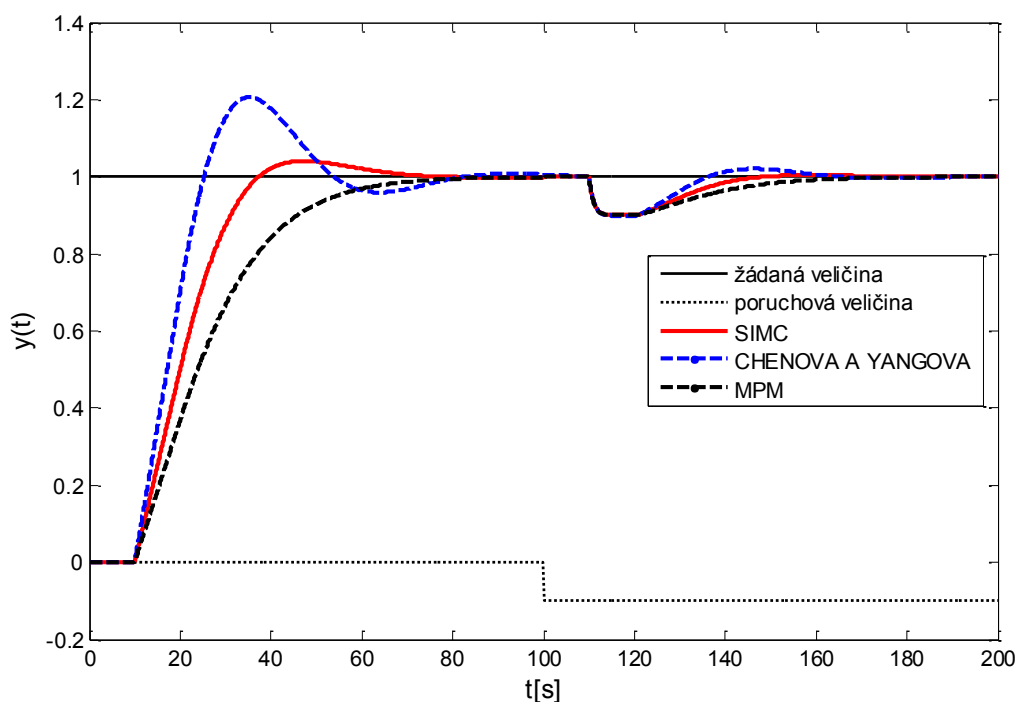


Obr. 4.13 Průběhy regulovaných veličin pro nekompensační metody – příklad 4.3

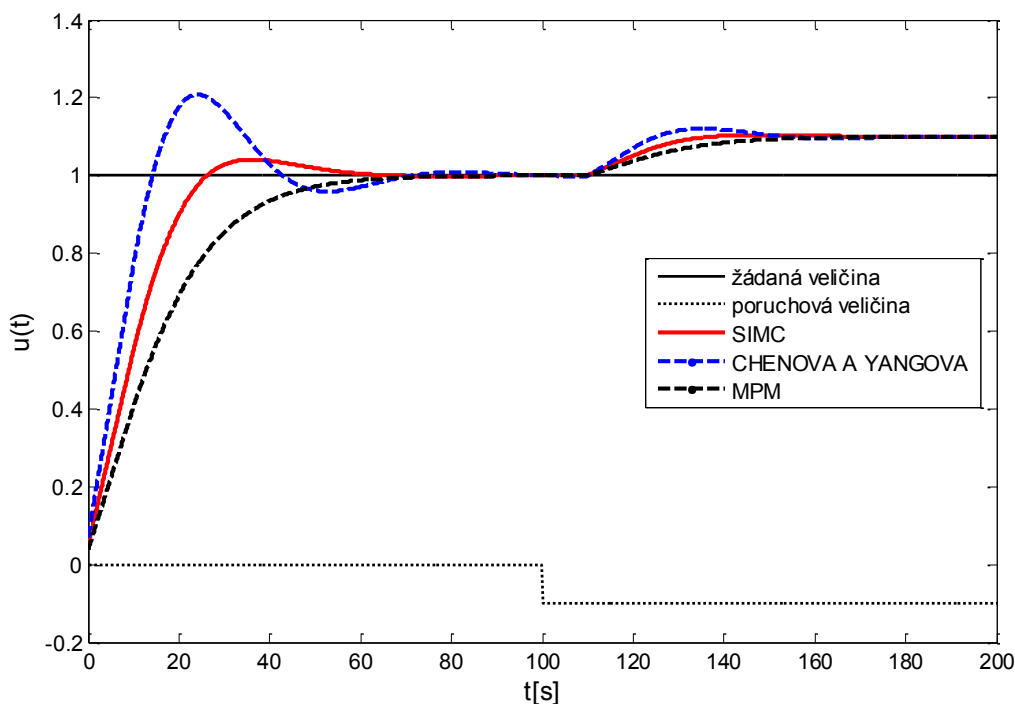


Obr. 4.14 Průběhy akčních veličin pro nekompenzační metody – příklad 4.3

Z tab. 4.5 a obr. 4.13 a 4.14 vidíme, že nekompenzační metody Huangova a Jengova a násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1=1$, $T_1=1$ s, $T_d=10$ s, mají nulový relativní překmit, ale liší se v době regulace, proto je nejvhodnější metoda násobného dominantního pólu. Dále metoda univerzální experimentální a metoda Liptáková, mají sice nulový relativní překmit, ale jejich doba regulace je tak velká, že jsou pro zadané parametry regulované soustavy nevhodné a proto nejsou jejich průběhy vykresleny v grafech.



Obr. 4.15 Průběhy regulovaných veličin pro kompenzační metody – příklad 4.3



Obr. 4.16 Průběhy akčních veličin pro kompenzační metody – příklad 4.3

Z tab. 4.5 a obr. 4.15 a 4.16 vidíme, že kompenzační metoda požadovaného modelu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_1 = 1$ s, $T_d = 10$ s, má nulový překmit a malou dobu regulace, proto je tato metoda pro zadané parametry soustavy nejvhodnější. Metoda SIMC má sice menší dobu regulace, než metoda požadovaného modelu, ale dává relativní překmit 4 %. Naopak metoda Chenova a Yangova, která má překmit až 20 %, se pro zadané parametry nehodí.

U tohoto příkladu byla hodnota skoku poruchové veličiny snížena o 90 %, protože z důvodu velkého dopravního zpoždění nebyl regulační odvod schopen velkou poruchu odstranit příznivě.

Tab. 4.6 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.3

Proporcionální soustava ($k_1 = 2$, $T_1 = 1$ s, $T_d = 10$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,03000	8,5	0,00	643,31	19599,000
2 SIMC	0,02500	1,0	4,05	66,55	284,701
3 Liptáková	0,04750	40,0	0,00	2042,50	184740,000
4 Chenova a Yangova	0,03500	1,0	20,60	78,10	348,485
5 Huangova a Jengova	0,13475	4,9	0,00	59,47	219,407
6 MPM	0,01840	1	0,00	73,28	466,449
7 MNDP	0,06910	2,8	0,00	49,15	245,559

Z tab. 4.6 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Závěr:

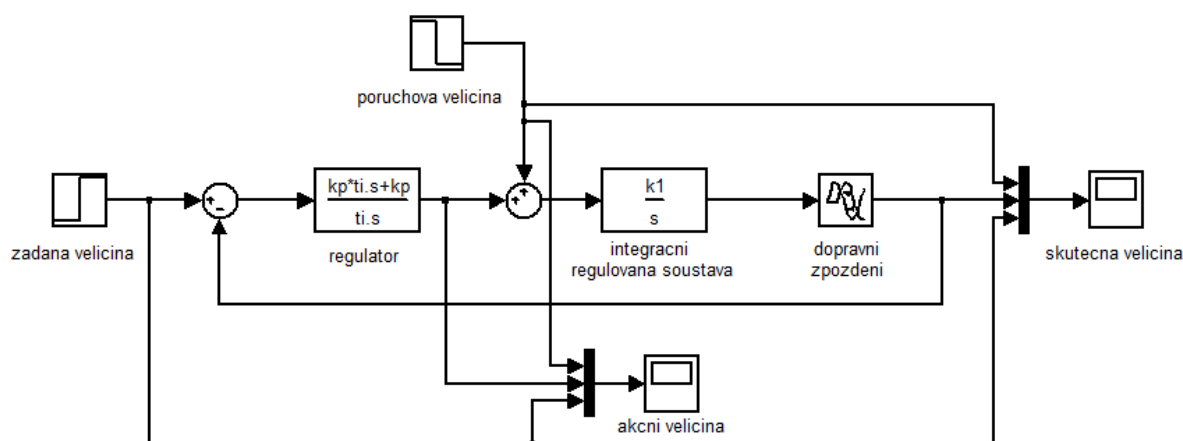
Po ověření a porovnání všech příkladů pro proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu a dopravním zpožděním (2.2), můžeme vyhodnotit z příkladů 4.1 – 4.3, že nejvhodnější metodou pro nekompensační metody je Huangova a Jengova metoda, protože změna velikostí parametrů regulované soustavy nemá podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.5, 4.6, 4.9, 4.10, 4.13, 4.14). Sledované kvalitativní ukazatele u této metody mají ve srovnání s ostatními metodami stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.1 – 4.6). Rovněž i porucha působící před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna.

Nejvhodnější metodou pro kompenzační metody je metoda požadovaného modelu, protože změna velikostí parametrů regulované soustavy nemá podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.7, 4.8, 4.11, 4.12, 4.15, 4.16). U všech příkladů měla metoda požadovaného modelu nulový relativní překmit. Sledované kvalitativní ukazatele u této metody mají ve srovnání s ostatními metodami stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.1 – 4.6). Rovněž i porucha působící před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna.

4.2 Integrační regulovaná soustava

V této kapitole jsou pro různé hodnoty parametrů regulované soustavy (2.3) dopočítány optimální stavitelné parametry PI regulátoru pro různé zvolené metody syntézy. Simulace byla provedena v prostředí MATLAB/Simulink, v tabulkách jsou uvedeny kvalitativní ukazatele regulačních procesů a na obrázcích pak regulované veličiny $y(t)$ a akční veličiny $u(t)$. Vždy v čase $t = 0$ s začne působit žádaná veličina $w(t) = 1$ a po ustálení regulované veličiny $y(t)$ začne působit poruchová veličina, která je přivedena do regulačního obvodu před regulovanou soustavou. Jsou zde uvedeny dva příklady, které jsou nejdříve nasimulovány pro regulátor s jedním stupněm volnosti a následně pro regulátor se dvěma stupni volnosti, kde do obvodu připojíme filtr (2.1) před sumační blok. V prvním příkladu je $T_d = 1$ a uvažován vliv velikosti koeficientu přenosu k_1 soustavy na regulační proces. V druhém příkladu je $T_d = 10 \times$ větší, než v prvním příkladu. V prvním příkladu (4.4) je ukázán výpočet stavitelných parametrů PI regulátoru pro jednotlivé vybrané metody.

Ověření číslicovou simulací za použití regulátoru s jedním stupněm volnosti



Obr. 4.17 Regulační obvod v prostředí MATLAB/Simulink pro soustavu (2.3)

Příklad 4.4:

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, \quad T_d = 1 \text{ s}$$

a

$$k_1 = 2, \quad T_d = 1 \text{ s}$$

byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

1. Univerzální experimentální metoda (UEM)

$$k_P^* = 0,46 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,46 \frac{1}{1 \cdot 1} = 0,46$$

$$T_I^* = 5,75 T_d = 5,75 \cdot 1 = 5,75$$

2. Metoda SIMC

$$k_P^* = \frac{1}{2k_1 T_d} = \frac{1}{2 \cdot 1 \cdot 1} = 0,5$$

$$T_I^* = 8 T_d = 8 \cdot 1 = 8$$

3. Hubova a Žákové metoda:

$$k_P^* = \frac{0,281}{k_1 T_d} = \frac{0,281}{1 \cdot 1} = 0,281$$

$$T_I^* = 3,555 T_d = 3,555 \cdot 1 = 3,555$$

4. Chidambaranova a Sreeova (Ch. a S.)

$$k_P^* = \frac{1,1111}{k_1 T_d} = \frac{1,1111}{1 \cdot 1} = 1,1111$$

$$T_I^* = 4,5 T_d = 4,5 \cdot 1 = 4,5$$

5. Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova (Ch. S. a Ch.)

$$k_P^* = \frac{0,67075}{k_1 T_d} = \frac{0,67075}{1 \cdot 1} = 0,67075$$

$$T_I^* = 3,6547 T_d = 3,6547 \cdot 1 = 3,6547$$

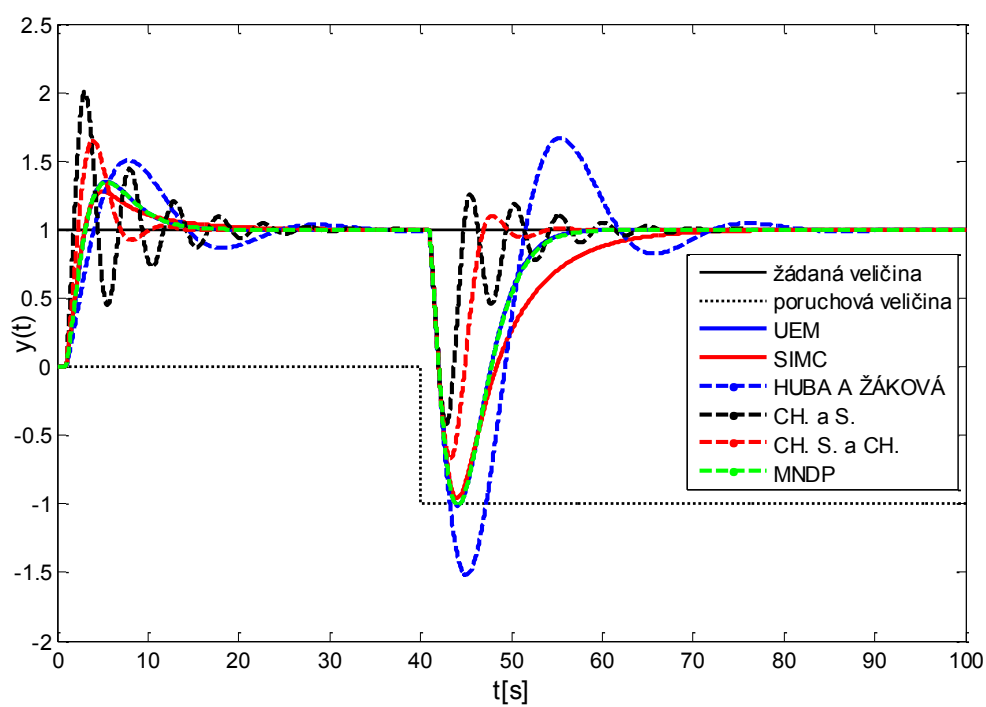
6. Metoda násobného dominantního pólu (MNDP)

$$k_P^* = 0,461 \frac{1}{k_1 T_d} = 0,461 \frac{1}{1 \cdot 1} = 0,461$$

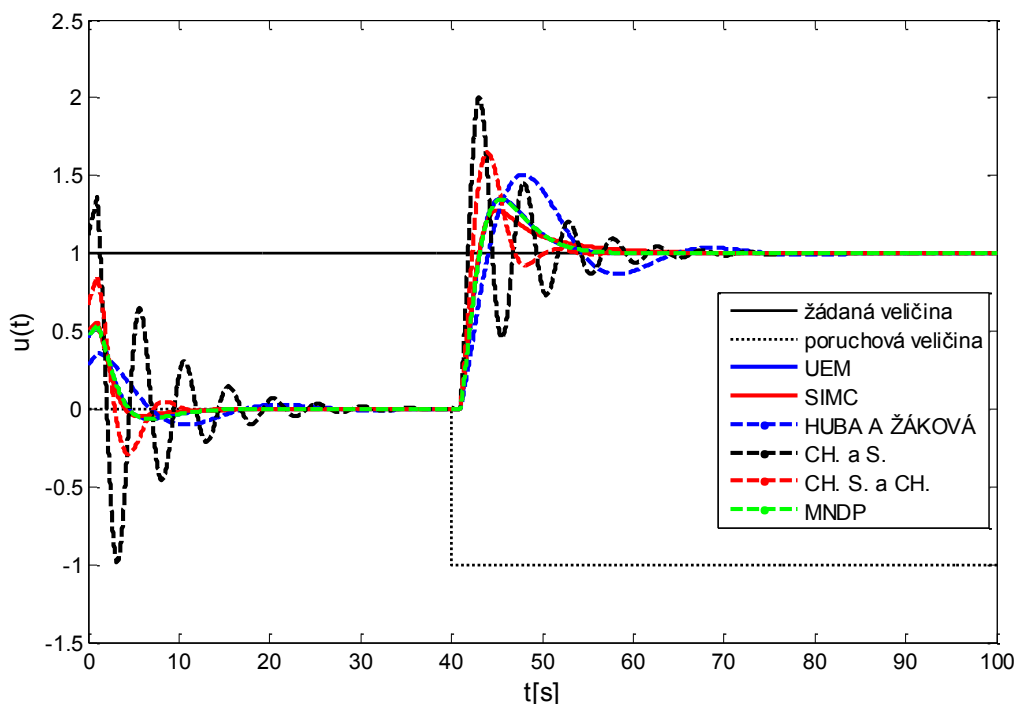
$$T_I^* = 5,828 T_d = 5,828 \cdot 1 = 5,828$$

Tab. 4.7 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.4

Integrační soustava ($k_1 = 1$, $T_d = 1$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,46000	5,7500	35,01	15,93	16,898
2 SIMC	0,50000	8,0000	27,75	23,49	20,047
3 Hubova a Žákové	0,28100	3,5550	50,53	33,47	55,000
4 Ch. a S.	1,11110	4,5000	100,74	28,53	38,548
5 Ch. S. a Ch.	0,67075	3,6547	64,96	13,51	11,311
6 MNDP	0,46100	5,8280	35,04	16,25	17,036



Obr. 4.18 Průběhy regulovaných veličin – příklad 4.4



Obr. 4.19 Průběhy akčních veličin– příklad 4.4

Z tab. 4.7 a obr. 4.18 a 4.19 vidíme, že univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_d = 1\text{s}$ jsou nejvhodnější, protože mají nejmenší relativní překmit a dobu regulace. Naopak metoda Chidambaranova a Sreeova, která má překmit až 100 %, se pro zadané parametry soustavy nehodí. Metoda Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova má ze všech vybraných metod nejmenší dobu regulace, ale má relativní překmit 65 %, proto se pro parametry regulované soustavy nehodí.

Tab. 4.8 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.4

Integrační soustava ($k_1 = 2$, $T_d = 1\text{s}$)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,230000	5,7500	35,01	15,93	16,898
2 SIMC	0,250000	8,0000	27,75	23,49	20,047
3 Hubova a Žákové	0,140500	3,5550	50,53	33,47	55,000
4 Ch. a S.	0,555550	4,5000	100,74	28,53	38,548
5 Ch. S. a Ch.	0,335375	3,6547	64,96	13,51	11,311
6 MNDP	0,230500	5,8280	35,04	16,25	17,036

Z tab. 4.8 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Příklad 4.5:

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, \quad T_d = 10 \text{ s}$$

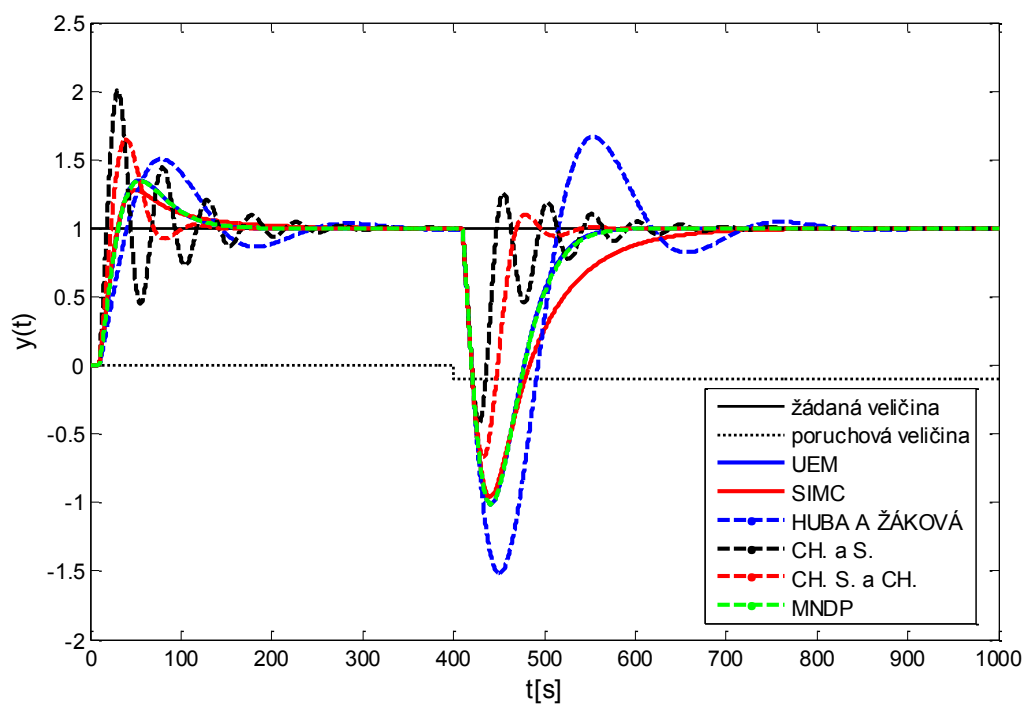
a

$$k_1 = 2, \quad T_d = 10 \text{ s}$$

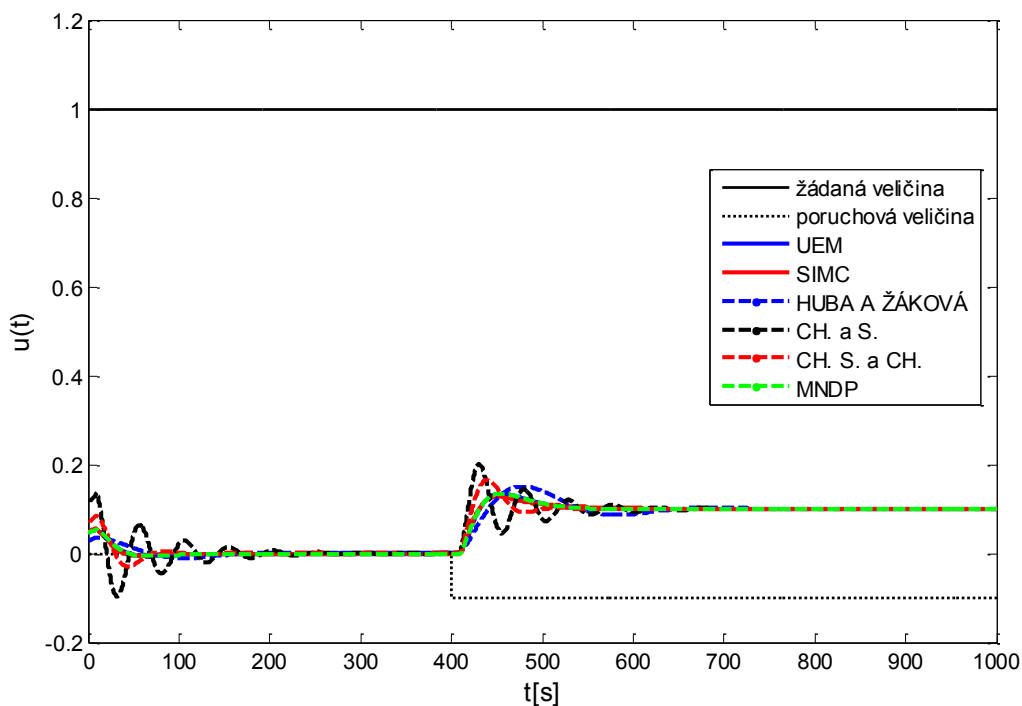
byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

Tab. 4.9 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.5

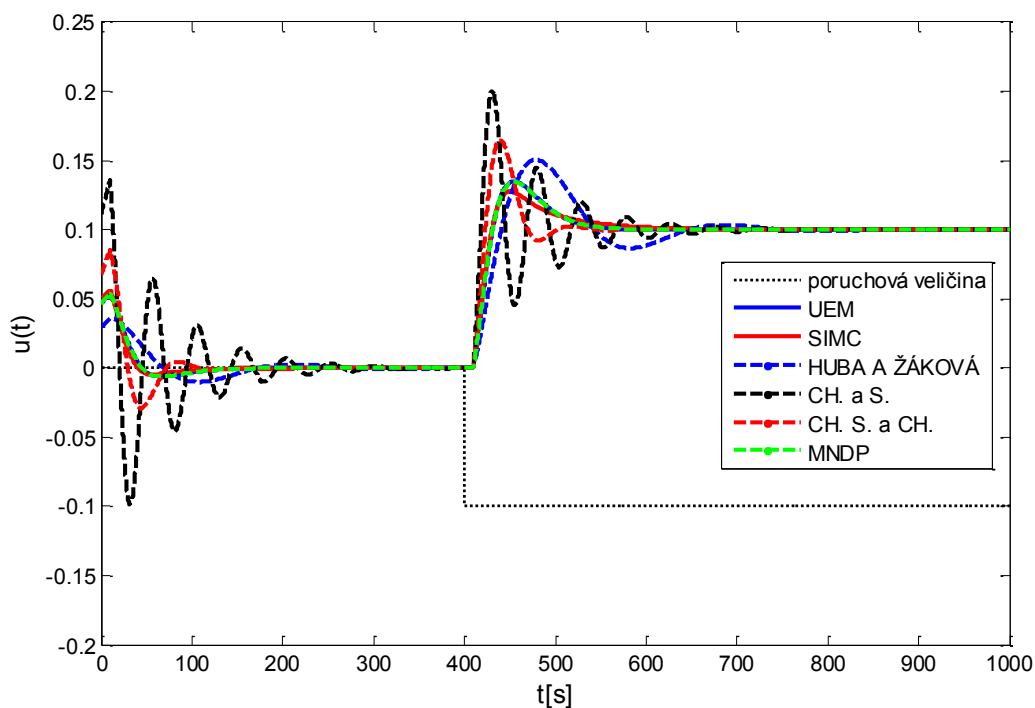
Integrační soustava ($k_1 = 1, \quad T_d = 10 \text{ s}$)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,046000	57,500	35,00	159,21	3379,7
2 SIMC	0,050000	80,000	27,74	234,89	4009,3
3 Hubova a Žákové	0,028100	35,550	50,51	334,54	10675,0
4 Ch. a S.	0,111110	45,000	100,72	307,31	7710,1
5 Ch. S. a Ch.	0,067075	36,547	64,94	135,07	2262,1
6 MNDP	0,046100	58,280	35,02	162,47	3407,3



Obr. 4.20 Průběhy regulovaných veličin – příklad 4.5



Obr. 4.21 Průběhy akčních veličin – příklad 4.5



Obr. 4.22 Průběhy akčních veličin bez žadané veličiny – příklad 4.5

Z tab. 4.9 a (obr. 4.20 – 4.22) vidíme, že univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1=1$, $T_d=10\text{s}$ jsou nejvhodnější, protože mají nejmenší relativní překmit a dobu regulace. Dále metoda Hubova a Žákové a metoda Chidambaranova a Sreeova jsou pro

zadané parametry regulované soustavy nevhodné, protože mají velký relativní překmit a velkou dobu regulace. Metoda Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova má ze všech vybraných metod nejmenší dobu regulace, ale má relativní překmit 65 %, proto se pro parametry regulované soustavy nehodí. U průběhu akčních veličin zvolených metod, byla pro přehlednost odstraněna z obr. 4.21 žádaná veličina a průběhy akčních veličin byly vykresleny na obr. 4.22.

U tohoto příkladu byla hodnota skoku poruchové veličiny snížena o 90 %, protože z důvodu velkého dopravního zpoždění nebyl regulační odvod schopen velkou poruchu odstranit příznivě.

Tab. 4.10 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.5

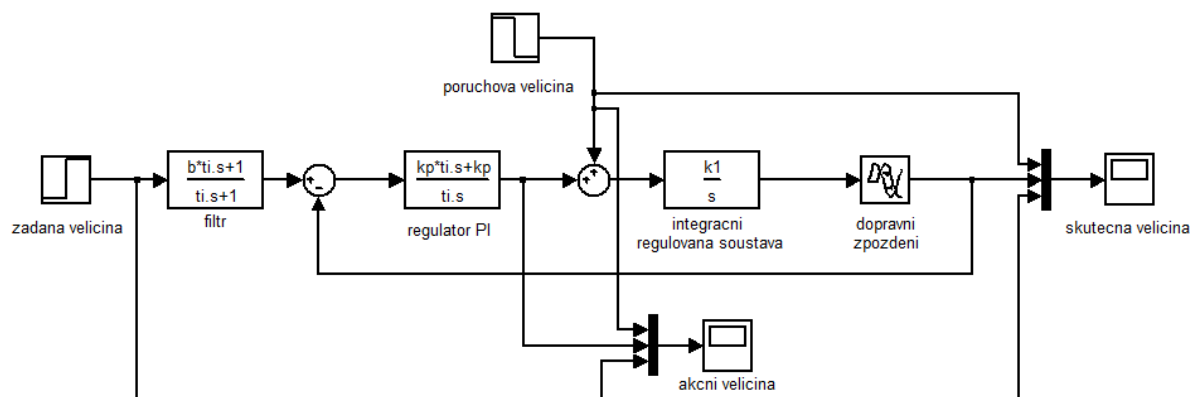
Integrační soustava ($k_1 = 2$, $T_d = 10$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,0230000	57,500	35,00	159,21	3379,7
2 SIMC	0,0250000	80,000	27,74	234,89	4009,3
3 Hubova a Žákové	0,0140500	35,550	50,51	334,54	10675
4 Ch. a S.	0,0555550	45,000	100,72	307,31	7710,1
5 Ch. S. a Ch.	0,0335375	36,547	64,94	135,07	2262,1
6 MNDP	0,0230500	58,280	35,02	162,47	3407,3

Z tab. 4.10 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Závěr:

Po ověření a porovnání všech příkladů pro integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním (2.3), můžeme vyhodnotit z příkladů 4.4 a 4.5, že nejvhodnější metodou je univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu. Při změně velikostí parametrů regulované soustavy nemá podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.18 a 4.22). Sledováním kvalitativních ukazatelů u těchto metod můžeme ve srovnání s ostatními metodami říct, že mají stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.7 a 4.9). Porucha působící před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna. Kvůli velkým relativním překmitům a velké době regulace, ověříme v následující kapitole příklady 4.4 a 4.5 pro integrační regulovanou soustavu pomocí použití regulátoru se dvěma stupni volnosti. Jeho princip spočívá v tom, že mezi žádanou veličinu a sumační blok přivedeme filtr (2.1), který nám odfiltruje relativní překmit a tím sníží i dobu regulace.

Ověření číslicovou simulací za použití regulátoru se dvěma stupni volnosti



Obr. 4.23 Regulační obvod v prostředí MATLAB/Simulink pro soustavu (2.3)

Příklad 4.6:

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, \quad T_d = 1 \text{ s}$$

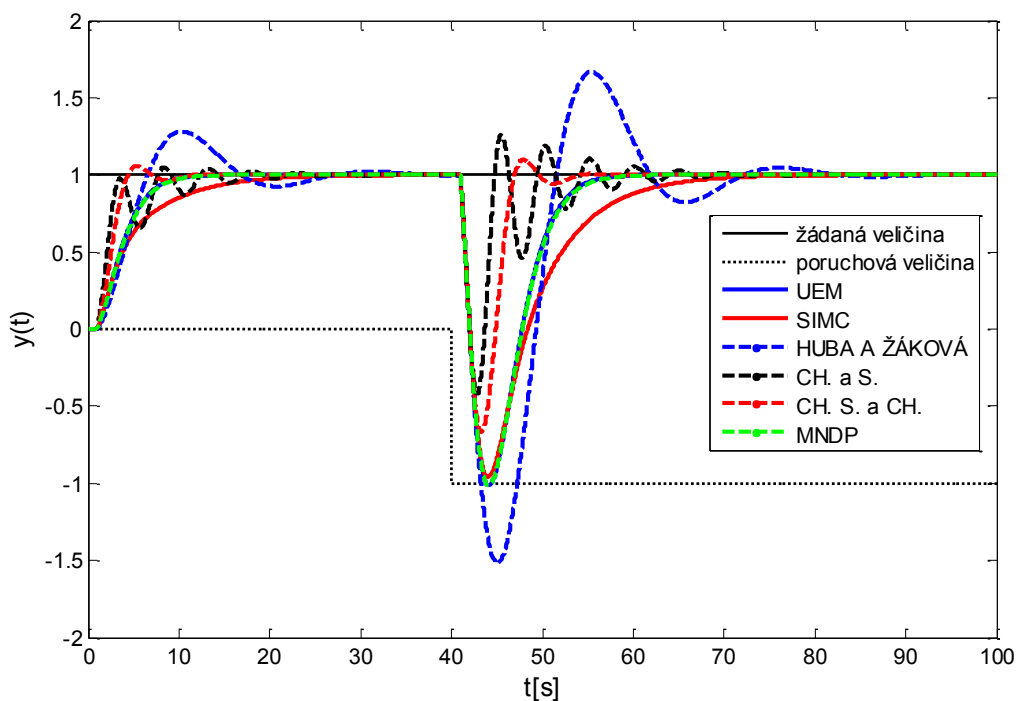
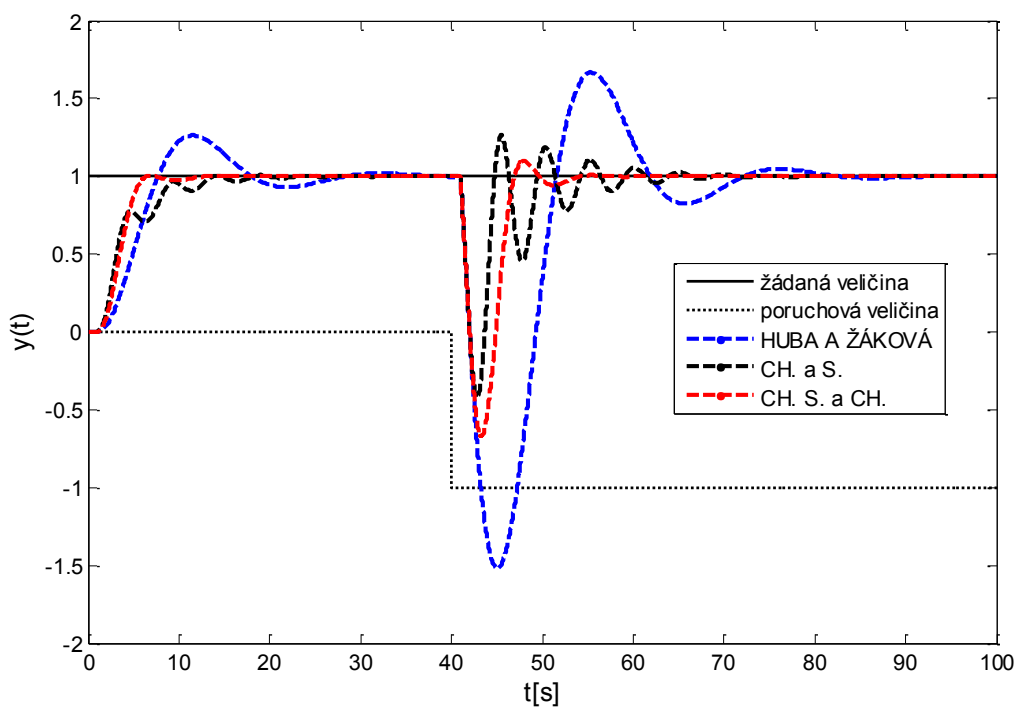
a

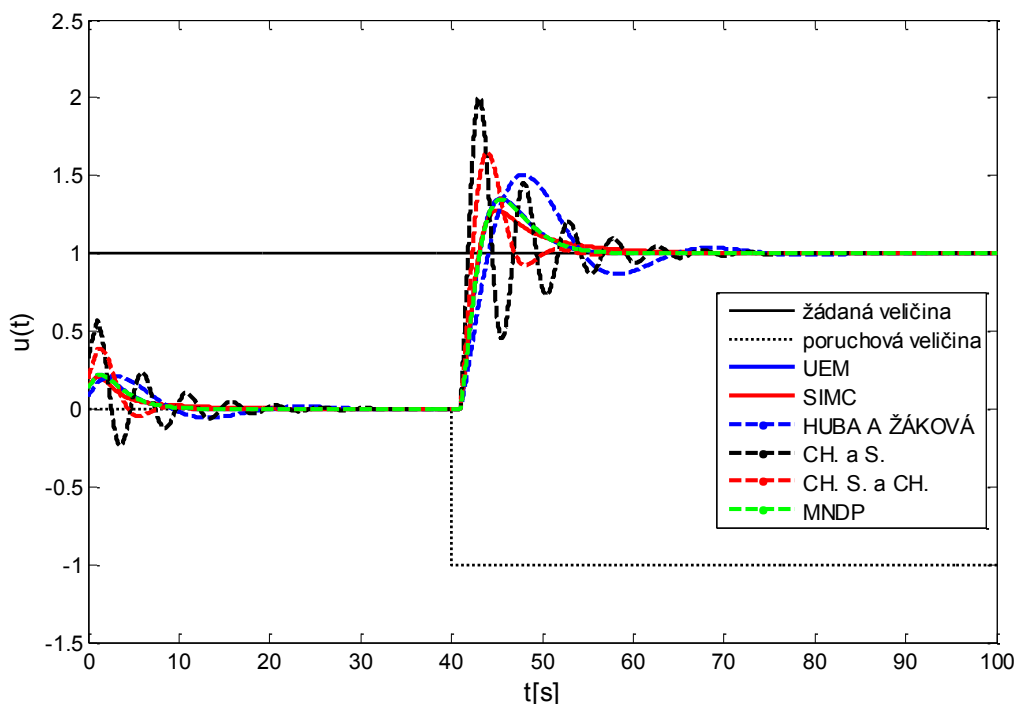
$$k_1 = 2, \quad T_d = 1 \text{ s}$$

byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

Tab. 4.11 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.6

Integrační soustava ($k_1 = 1, \quad T_d = 1 \text{ s}$)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,46000	5,7500	0,00	11,37	16,174
2 SIMC	0,50000	8,0000	0,00	25,21	17,588
3 Hubova a Žákové	0,28100	3,5550	28,03	34,81	41,606
4 Ch. a S.	1,11110	4,5000	5,07	23,53	12,792
5 Ch. S. a Ch.	0,67075	3,6547	5,51	10,79	7,802
6 MNDP	0,46100	5,8280	0,00	12,00	16,277

Obr. 4.24 Průběhy regulovaných veličin pro $b = 0,293$ – příklad 4.6Obr. 4.25 Průběhy regulovaných veličin pro $b = 0$ – příklad 4.6



Obr. 4.26 Průběhy akčních veličin – příklad 4.4

Z tab. 4.11 a (obr. 4.24 – 4.26) vidíme, že při použití regulátoru se dvěma stupni volnosti obr. 2.2, kdy do regulačního obvodu přivedeme filtr (2.1), kde konstanta b byla zvolena z intervalu $\langle 0,1 \rangle$, konkrétně na hodnotu 0,293. Všechny vybrané metody se nasimulovaly pomocí 2DOF regulátoru, ze kterého jde vidět, že univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_d = 10$ s, mají nulový překmit a doba regulace se zkrátila. U metod Hubova a Žákové, Chidambaranova a Sreeova a Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova zůstal relativní překmit, ale jeho hodnota se podstatně zmenšila a jejich doba regulace taktéž. Pro tyto metody zvolíme konstantu b na hodnotu 0. Z obr. 4.25 vidíme, že Chidambaranova a Sreeova a Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova metoda, má nulový relativní překmit a doba regulace se zkrátila. U metody Hubova a Žákové se relativní překmit zmenšil, ale jen na hodnotu 26 % a doba regulace zůstala stejná, proto se tato metoda pro zadané hodnoty regulované soustavy nehodí.

Tab. 4.12 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.6

Integrační soustava ($k_1 = 2$, $T_d = 1$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,230000	5,7500	0,00	11,37	16,174
2 SIMC	0,250000	8,0000	0,00	25,21	17,588
3 Hubova a Žákové	0,140500	3,5550	28,03	34,81	41,606
4 Ch. a S.	0,555550	4,5000	5,07	23,53	12,792
5 Ch. S. a Ch.	0,335375	3,6547	5,51	10,79	7,802
6 MNDP	0,230500	5,8280	0,00	12,00	16,277

Z tab. 4.12 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Příklad 4.7:

Pro parametry regulované soustavy

$$k_1 = 1, \quad T_d = 10 \text{ s}$$

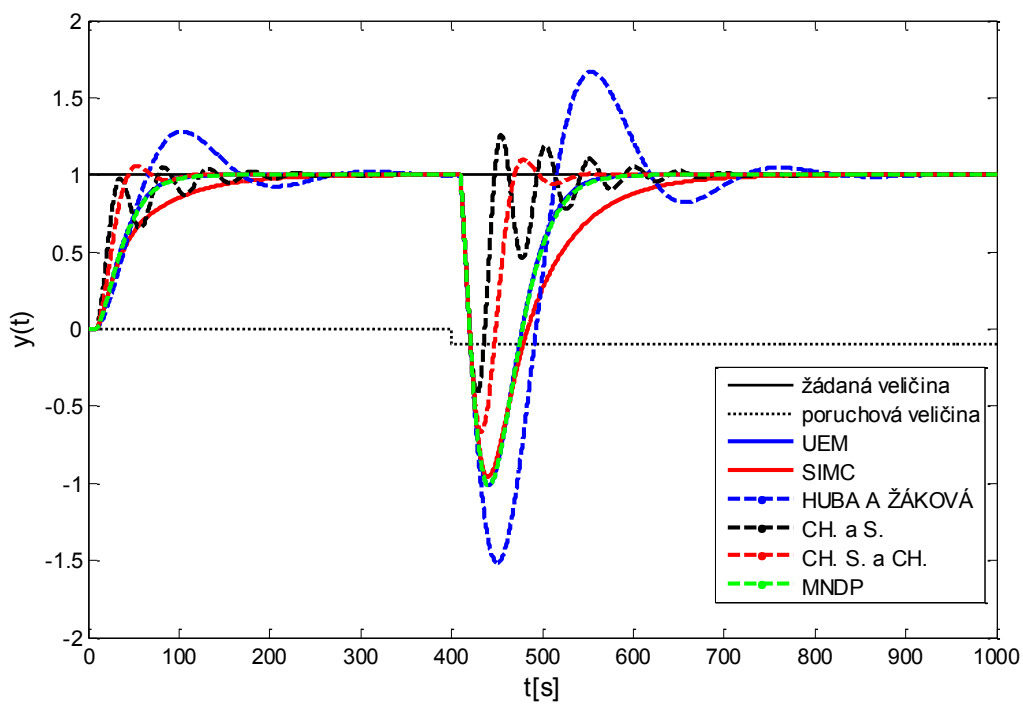
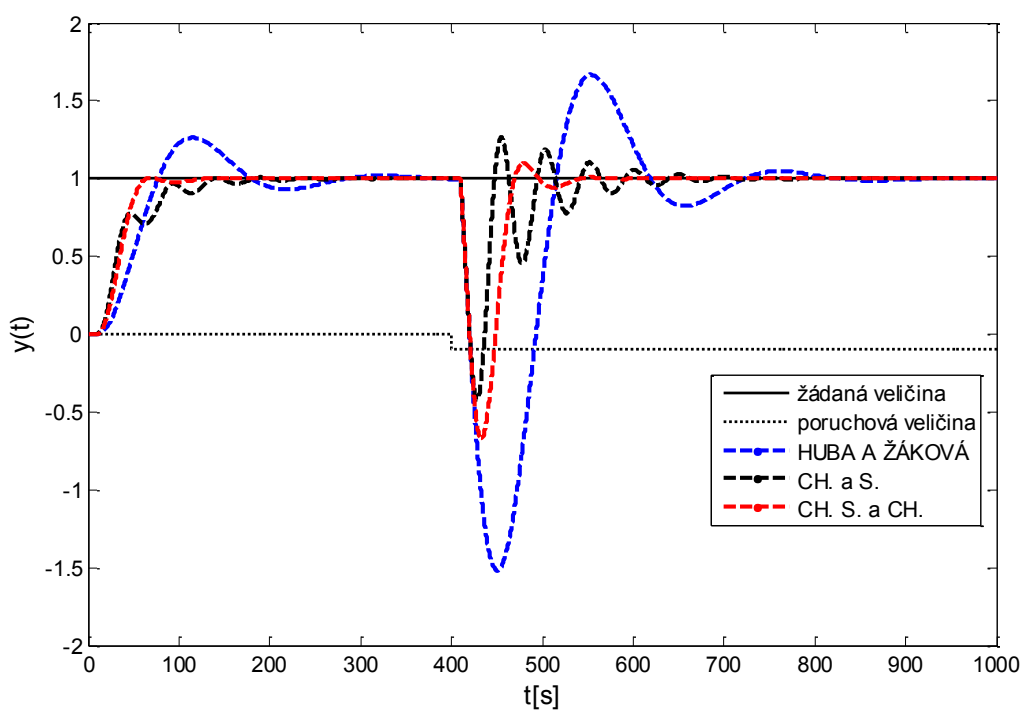
a

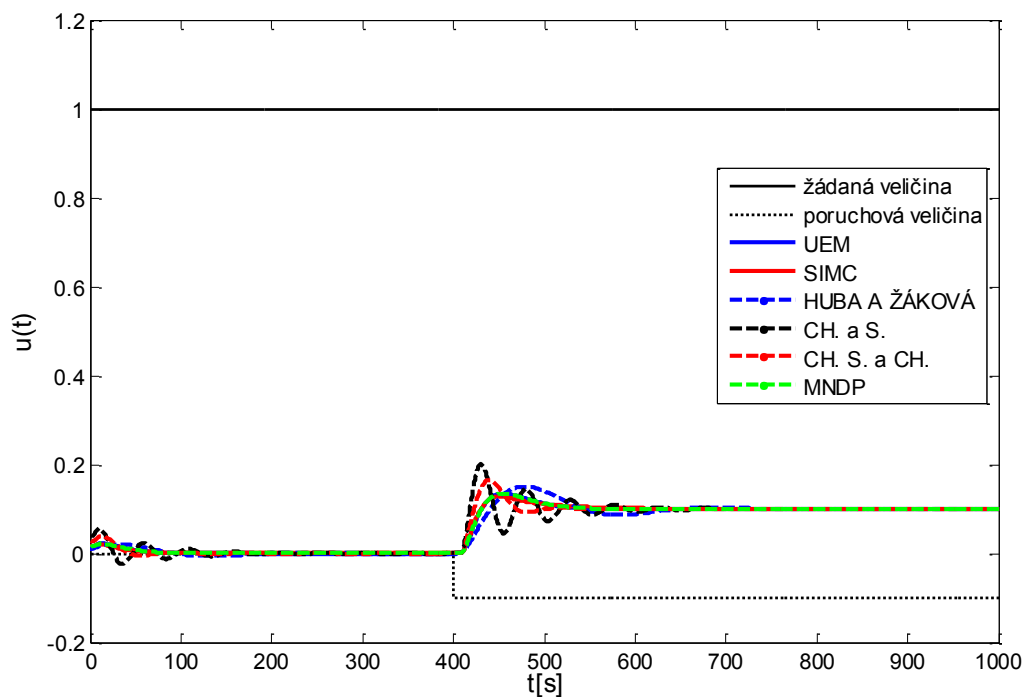
$$k_1 = 2, \quad T_d = 10 \text{ s}$$

byly pro jednotlivé zvolené metody vypočteny následující parametry PI regulátoru.

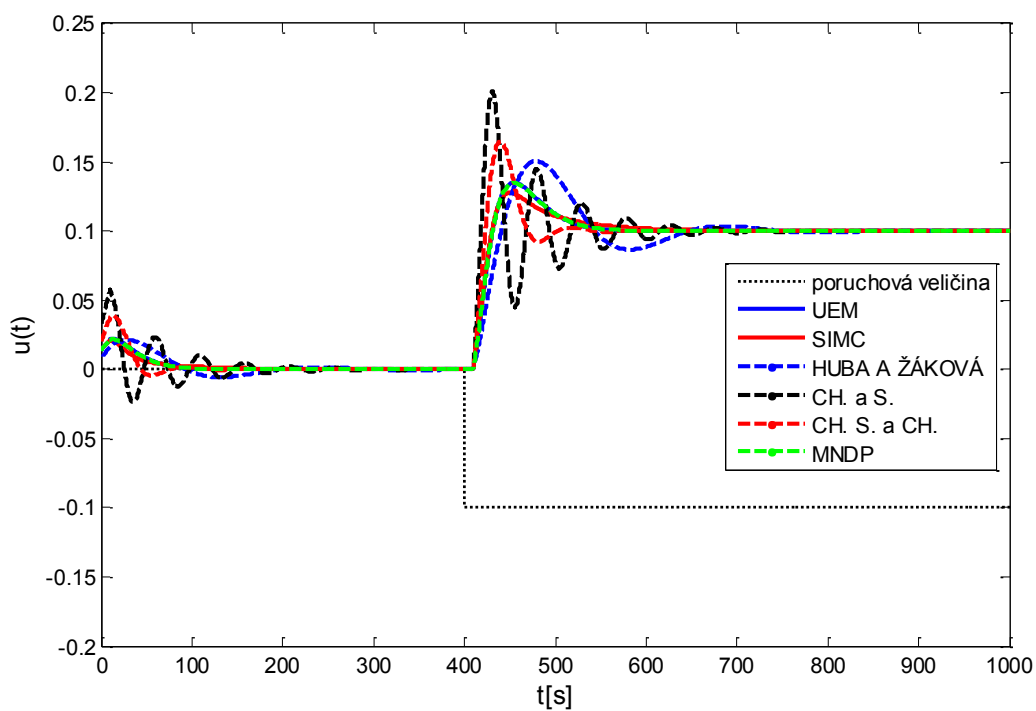
Tab. 4.13 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.7

Integrační soustava ($k_1 = 1$, $T_d = 10$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,046000	57,500	0,00	113,67	3234,8
2 SIMC	0,050000	80,000	0,00	252,10	3517,7
3 Hubova a Žákové	0,028100	35,550	28,03	348,15	8234,1
4 Ch. a S.	0,111110	45,000	5,07	215,30	2558,6
5 Ch. S. a Ch.	0,067075	36,547	5,51	107,86	1560,3
6 MNDP	0,046100	58,280	0,00	120,00	3255,4

Obr. 4.27 Průběhy regulovaných veličin pro $b = 0,293$ – příklad 4.7Obr. 4.28 Průběhy regulovaných veličin pro $b = 0$ – příklad 4.7



Obr. 4.29 Průběhy akčních veličin – příklad 4.7



Obr. 4.30 Průběhy akčních veličin – příklad 4.7

Z tab. 4.13 a (obr. 4.27 – 4.30) vidíme, použití regulátoru se dvěma stupni volnosti obr. 3.2, kdy do regulačního obvodu přivedeme filtr (2.1), kde konstanta b byla zvolena z intervalu $<0,1>$ konkrétně na hodnotu 0,293. Všechny vybrané metody se nasimulovaly pomocí 2DOF regulátoru, ze kterého jde vidět, že univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu pro parametry regulované soustavy $k_1 = 1$, $T_d = 10$ s, mají nulový překmit a doba regulace se zkrátila. U metod Hubova a Žákové, Chidambaranova a Sreeova a Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova zůstal relativní překmit, ale jeho hodnota se podstatně zmenšila a jejich doba regulace takéž. Pro tyto metody zvolíme konstantu b na hodnotu 0. Z obr. 4.28 vidíme, že Chidambaranova a Sreeova a Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova metoda, má nulový relativní překmit a doba regulace se zkrátila. U metody Hubova a Žákové se relativní překmit zmenšil, ale jen na hodnotu 26 % a doba regulace zůstala stejná, proto se tato metoda pro zadané hodnoty regulované soustavy nehodí. U průběhu akčních veličin zvolených metod, byla pro přehlednost odstraněna z obr. 4.29 žádaná veličina a průběhy akčních veličin byly vykresleny na obr. 4.30.

U tohoto příkladu byla hodnota skoku poruchové veličiny snížena o 90 %, protože z důvodu velkého dopravního zpoždění nebyl regulační odvod schopen velkou poruchu odstranit příznivě.

Tab. 4.14 Stavitelné parametry regulátoru a parametry kvality pro příklad 4.7

Integrační soustava ($k_1 = 2$, $T_d = 10$ s)					
Název metody	k_p^*	T_I^*	κ [%]	t_r [s]	ITAE
1 UEM	0,0230000	57,500	0,00	113,67	3234,8
2 SIMC	0,0250000	80,000	0,00	252,10	3517,7
3 Hubova a Žákové	0,0140500	35,550	28,03	348,15	8234,1
4 Ch. a S.	0,0555550	45,000	5,07	215,30	2558,6
5 Ch. S. a Ch.	0,0335375	36,547	5,51	107,86	1560,3
6 MNDP	0,0230500	58,280	0,00	120,00	3255,4

Z tab. 4.14 vidíme, že při zvýšení zesílení se mění stavitelný parametr k_p^* , ostatní parametry zůstávají stejné až na menší odchylky. Na výsledné regulaci a kvalitě regulace zvýšení zesílení nemá žádný vliv.

Závěr:

Po ověření a porovnání všech příkladů pro integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním (2.3) s použitím regulátoru se dvěma stupni volnosti, můžeme vyhodnotit z příkladů 4.6 a 4.7, že nejvhodnější metodou je univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu. U těchto metod při vyšší zvolené konstantě b filtru, byl relativní překmit nulový a doba regulace se zkrátila. U zbylých vybraných metod se musela konstanta b filtru snížit na 0, aby se jejich

hodnota relativního překmitu a doby regulace snížila. U metody Hubovy a Žákové ani snížení hodnoty konstanty b filtru nepomohlo, stále má překmit přes 25 %.

5 ZHODNOCENÍ A ZÁVĚR

Srovnání metod syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním je stále žhavé téma v oblasti automatizace. V dnešní době existuje spousta metod syntézy regulačních obvodů s dopravním zpožděním, ale u žádné nemůžeme nekompromisně říct, že by byla nejvhodnější pro tu kterou regulovanou soustavu. Každá metoda syntézy je něčím specifická a má své výhody a nevýhody. Metody nejsou na výpočet časově náročné, protože stavitelné parametry regulátoru vypočítáme pomocí vztahů, přehledně vypracovaných do tabulek.

V této práci jsou popsány vybrané metody pro proporcionální regulovanou soustavu a integrační regulovanou soustavu. Dále je popsána i metoda SIMC a „univerzální experimentální metoda“ syntézy pro řízení soustav s dopravním zpožděním. Vybrané metody syntézy pro proporcionální regulovanou soustavu a integrační regulovanou soustavu s dopravním zpožděním ověřuji na příkladech, které jsou uvedeny v práci a následně je porovnávám s metodou SIMC a „univerzální experimentální metodou“. Výsledky jednotlivých příkladů jsou uvedeny v tabulkách a vykreslených grafech.

Pro proporcionální regulovanou soustavu se setrvačností 1. řádu a dopravním zpožděním (2.2), můžeme pro nekompenzační metody z příkladů 4.1 – 4.3 vyhodnotit za nejvhodnější metodu Huangovu a Jengovu. Tato metoda při změně velikosti parametrů regulované soustavy nemá podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.5, 4.6, 4.9, 4.10, 4.13, 4.14). Při sledování kvalitativních ukazatelů u této metody, má ve srovnání s ostatními metodami stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.1 – 4.6). Porucha, která působí před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna.

Pro kompenzační metody, můžeme za nejvhodnější metodu považovat metodu požadovaného modelu, protože u této metody nemá změna velikosti parametrů regulované soustavy podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.7, 4.8, 4.11, 4.12, 4.15, 4.16). U příkladů 4.1 – 4.3 měla metoda požadovaného modelu nulový relativní překmit. Sledované kvalitativní ukazatele u této metody mají ve srovnání s ostatními metodami stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.1 – 4.6). Rovněž i porucha působící před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna.

Pro integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním (2.3) a použitím regulátoru s jedním stupněm volnosti, můžeme z příkladů 4.4 a 4.5 vyhodnotit za nejvhodnější univerzální experimentální metodu, metodu SIMC a metodu násobného dominantního pólu. U těchto metod při změně velikosti parametrů regulované soustavy nemá podstatný vliv na průběh regulované veličiny (obr. 4.18 a 4.22). Sledováním kvalitativních ukazatelů u těchto metod můžeme ve srovnání s ostatními metodami říct, že mají stabilně nejlepší hodnoty (viz tab. 4.7 a 4.9). Porucha působící před regulovanou soustavou je ve všech případech touto metodou dobře odstraněna. Při použití regulátoru s jedním stupněm volnosti u integrační regulované soustavy, máme velký relativní překmit a velkou dobu regulace, proto byl v následující kapitole použit regulátor se dvěma stupni

volnosti. Jeho funkce spočívá v tom, že mezi žádanou veličinu a sumační blok přivedeme filtr (2.1), který nám odfiltruje relativní překmit a tím sníží i dobu regulace.

Po ověření a porovnání příkladů 4.6 a 4.7 pro integrační regulovanou soustavu bez setrvačnosti s dopravním zpožděním (2.3) za použití regulátoru se dvěma stupni volnosti, můžeme vidět, že při vyšší zvolené konstantě $b = 0,293$ filtru, se nejlépe zachovaly metody univerzální experimentální metoda, metoda SIMC a metoda násobného dominantního pólu. U těchto metod by relativní překmit nulový a doba regulace se zkrátila. U zbylých vybraných metod se musela konstanta b filtru snížit na 0, aby se jejich hodnota relativního překmitu a doby regulace snížila. To se povedlo jen u metody Chidambaranova a Sreeova a Chidambaranova Srividyaova a Chidambaranova. U metody Hubovy a Žákové ani snížení hodnoty konstanty b filtru na 0 nepomohlo, stále má překmit přes 25 %.

Použitá literatura

- BALÁTEĚ, J. *Automatické řízení*. 2., přeprac. vyd. Praha: BEN-Technická literatura, 2004, 663 s. ISBN 978-80-7300-1.
- NAVRÁTIL, P. *Automatizace: Vybrané statě*. Vyd. 1. Zlín: Univerzita Tomáše Bati, 2011, 289 s. ISBN 978-80-7318-935-8.
- NOSKIEVIČ, P. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: vydavatelství MONTANEX a.s., 1999, 276 s. ISBN 80-7225-030-2.
- O'DWYER, Aidan. *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. 2009. ISBN 978-1848162426.
- ŠULC, B. & VÍTEČKOVÁ, M. *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. 1. vyd. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, 333 s. ISBN 80-010-3007-5.
- ŠVARC, I., MATOUŠEK, R., ŠEDA, M., VÍTEČKOVÁ, M. *Automatické řízení*. Vyd. 2. Brno: Akademické nakladatelství CERM, 2011, 348 s. ISBN 978-80-214-4398-3.
- VÍTEČEK, A. & VÍTEČKOVÁ, M. *Zpětnovazební řízení mechatronických systémů*. Vyd. 1. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2013, 200 s. ISBN 978-80-248-3232-6.
- VÍTEČKOVÁ, M. & VÍTEČEK, A. *Vybrané metody seřizování regulátorů*. Vyd. 1. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2011, 230 s. ISBN 978-802-4825-038.
- VÍTEČKOVÁ, M. & VÍTEČEK, A. *Základy automatické regulace*. Přepřacované 2. vydání - dotisk. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, 2014, 243 s. ISBN 978-80-248-1924-2.